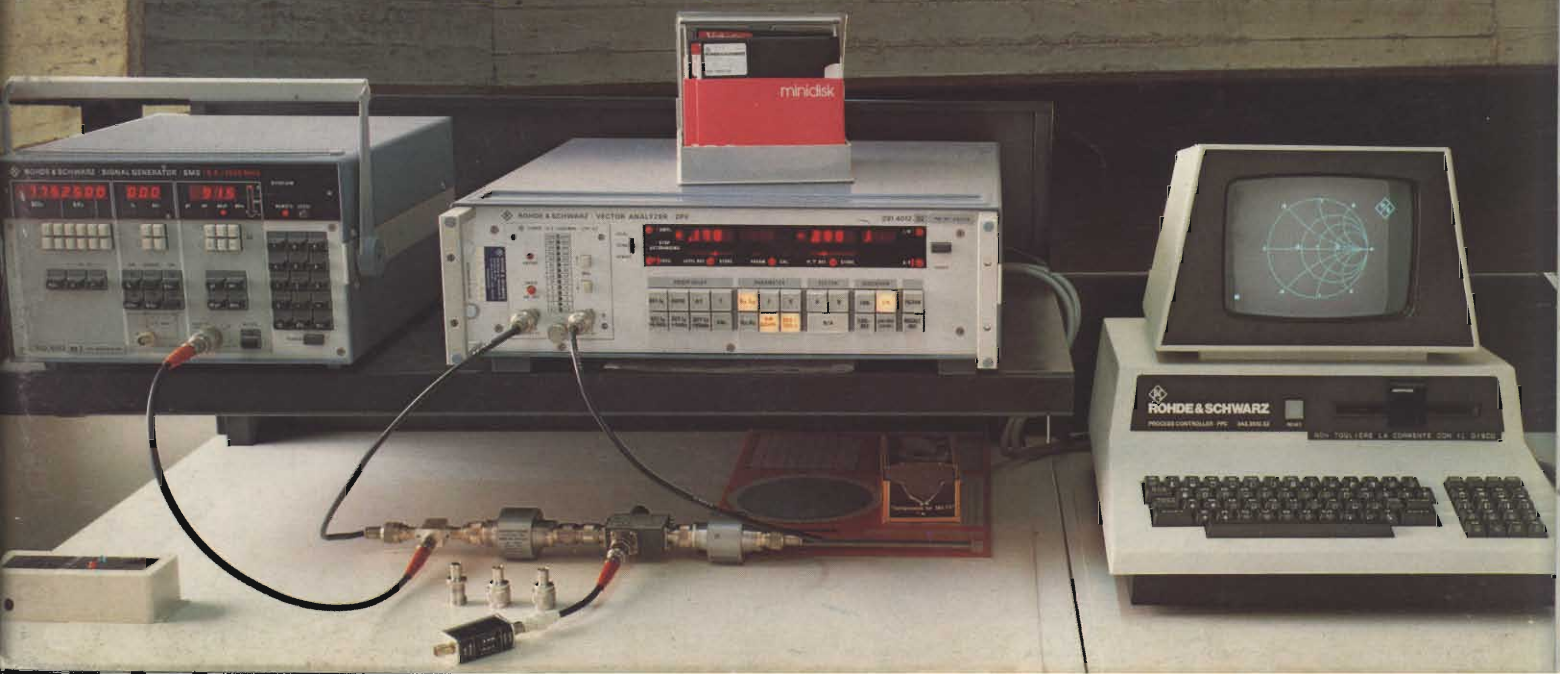
Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

6
GIUGNO 1983
L. 2.500

IL FUTURO DEI MICROCOMPUTER

COMPONENTI PER MICROONDE

Vede e vigila
di giorno, al crepuscolo, di notte

La nuova unità a tubo intensificatore d'immagine trasforma facilmente e rapidamente una telecamera standard in una per visione notturna.

La Philips/Elcoma è da sempre il fornitore ideale di tubi da ripresa TV e di intensificatori di immagini. I suoi Vidicon consentono infatti di realizzare telecamere a basso costo, capaci di lavorare ai normali livelli di illuminazione diurna. I Newvicon®, diventati ormai componenti standard, sono in grado di lavorare ai più disparati valori di illuminazione, dalla luce in pieno giorno a quella del crepuscolo. A questi, si aggiungono ora gli intensificatori di immagini che "vedono al buio", e ciononostante non subiscono danneggiamenti da flash di luce intensa. Soltanto Philips permette ad una qualsiasi telecamera munita di Newvicon® di "vedere a giorno" in una notte illuminata dalle sole stelle!

L'adattamento richiede pochi minuti: l'intensificatore di immagini può essere infatti inserito senza alcuna difficoltà tra l'obiettivo e la telecamera interfacciando direttamente un Newvicon® standard tramite un accoppiamento ottico.

La tecnologia che sta alla base della costruzione dei tubi intensificatori d'immagini Philips, prevede da sempre il collaudo ed il controllo di questi tubi nelle condizioni in cui essi dovranno lavorare.

® Marchio registrato

Contattateci quindi, per il ricambio di routine dei tubi da ripresa (Vidicon o Newvicon®) delle Vostre telecamere

- per potenziare facilmente ed economicamente i Vostri sistemi di sorveglianza e di allarme così da consentire ad essi di "vedere nel buio" con la sola luce delle stelle
- per sfruttare le particolari caratteristiche dei tubi da ripresa Philips
- per realizzare nuovi tipi di telecamere.

Philips S.p.A. - Sez. Elcoma
P.za 4 Novembre, 3 - 20124 Milano
Tel. 6752.1

Electronic Components and Materials

PHILIPS

RCF
ALTOPARLANTI

EDITORE
Jacopo Castelfranchi
DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi
DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga
DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini
COORDINATORE
Gianni De Tomasi
REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi
GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli
FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio
PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone
CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino
DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti
COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Giuseppe Martinetti
Maurizio Morini
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I
Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552
DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641
SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73
STAMPA
Nova Roto Srl - Opera (Milano)
DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 24.000
Per l'estero L. 43.500
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275
Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

In copertina:
Antenna a parabola per ricezione TV via satellite e banco di misura per microonde

Sommario

GIUGNO 1983

Una televisione perfetta

Anche la televisione subirà in tempi relativamente brevi una modifica strutturale. Questa piccola rivoluzione si chiamerà High Definition, dal nome che gli ha dato la Sony al suo prototipo. In pratica questo sistema produce una definizione cromatica altissima: basta pensare che lo standard in linee per gli Stati Uniti è di 525 (625 per l'Europa), mentre con il Sony HD si arriva a 1.125 linee. Il problema più grosso da risolvere per l'applicazione di questo sistema è dato dall'ampiezza della banda di frequenza utile, 30 MHz contro gli attuali 4,5 MHz. È quindi un problema di costi e di impianti da ristrutturare. Due saranno gli elementi che modificheranno in positivo il nuovo sistema incrementandolo: l'uso delle fibre ottiche, che hanno una capacità di carico enormemente maggiori dei canali delle frequenze elettromagnetiche, e l'uso del sistema di trasmissione diretta dal satellite (DBS-Direct Broadcast Satellite). Analizzando il prodotto presentato dalla Sony si riescono a capire meglio queste innovazini: cambia innanzitutto il rapporto tra altezza e base del teleschermo da 4:3 attuali a 5:3, si avrebbe in pratica un formato rettangolare di grandi dimensioni. Infatti lo schermo Sony è grande 2 metri, simile a quello del cinemascope; anche l'angolo di massima visione viene modificato da un angolo di 10° attuale sale con il nuovo apparecchio a ben 30°. Il suono ovviamente è stereofonico. Gli esperti assicurano che la TV ad alta definizione ha una qualità pari se non superiore a quella realizzata fotograficamente.

Obiettivo: città cablate

La città cablata è l'obiettivo che molte nazioni si propongono di raggiungere, ma i contrasti per la sua realizzazione sono parecchi e non sempre di facile soluzione perchè riguardano scelte sia di natura tecnica sia di carattere politico e socio-economico. Uno dei maggiori problemi tecnici riguarda il tipo di cavo: utilizzare quello tradizionale di tipo coassiale oppure aspettare le fibre ottiche che permettono tra l'altro la comunicazione bidirezionale? Altro problema da risolvere è la gestione delle informazioni. Attualmente coloro che sono collegati con un sistema via cavo ricevono i normali programmi televisivi e questo collegamento determina, in particolare per alcune zone, una migliore qualità dell'immagine; in futuro si potranno ricevere fino a 25 programmi televisivi oltre a tutti i programmi radiofonici. L'alto numero dei programmi fa nascere inoltre il problema della correttezza della loro gestione e quello della loro qualità. Le nazioni che hanno sviluppato in questi anni una rete di teledistribuzione sono: gli USA con il 25% delle abitazioni collegate, il Canada con il 40%, il Belgio e i Paesi Bassi con circa il 60%. In Francia, Gran Bretagna e Repubblica Federale Tedesca si stanno elaborando piani per cablare sia le città sia la nazione.

Accordo Thomson-JVC

La Thomson francese ha concluso un accordo con la giapponese Victor of Company. L'accordo verte sulla produzione di videoregistratori: a partire dalla fine di quest'anno Thomson metterà in funzione uno stabilimento che costruirà la parte meccanica dei videoregistratori, usufruendo delle licenze della JVC per il suo sistema VHS. Il lavoro di questa nuova fabbrica avverrà in parallelo con quella di Berlino della Telefunken (recentemente rilevata dalla Thomson) che provvederà all'assemblaggio di parti meccaniche ed elettroniche. I componenti elettronici saranno acquistati dai giapponesi, ma alla Thomson si spera di arrivare presto alla costruzione diretta. L'obiettivo finale, da raggiungersi in qualche anno, è quello di produrre circa un milione di videoregistratori all'anno. L'accordo tecnologico è abbinato a un accordo commerciale che coinvolgerà, oltre a Thomson e Telefunken, la stessa JVC e l'inglese Thorn, anch'essa legata da un accordo con i nipponici.

Rel: da 1 a 210 miliardi il capitale

Il capitale sociale della Rel, la finanziaria pubblica creata per gli interventi di ristrutturazione in società private operanti nell'elettronica civile, è stato aumentato da 1 a 210 miliardi di lire. All'aumento di capitale hanno concorso il Ministero dell'Industria per il 95% e l'IRI, tramite la Sofin, per il restante 5%. Con questo aumento di capitale la Rel è stata messa tecnicamente in grado di far fronte alle delibere prese dal Cipi che prevedono l'ingresso della finanziaria pubblica con quote azionarie di minoranza nei capitali di sette aziende: Brionvega, Formenti, Ultravox, Indesit Sud, Lares Cozzi, RCF e Seci.

Bricolage olografico

Fra tutte le meraviglie prodotte dall'uso della luce laser (luce coerente), un posto d'onore spetta sicuramente all'olografia, cioè l'immagine tridimensionale di un oggetto, registrata su un'emulsione fotosensibile. Anche se la scoperta non è recentissima (il laser in olografia viene usato già dal 1961) solo negli ultimi tempi, grazie agli ulteriori sviluppi della ricerca, sta incontrando una certa diffusione presso il grosso pubblico. Oggi infatti con una spesa che non supera quella di un buon videoregistratore e un'attrezzatura fotografica è possibile realizzare in casa i propri ologrammi. La Holofar di Roma, azienda leader del settore, ha infatti commercializzato il primo kit olografico. Il "mini lab" della Holofar contiene gli sviluppi e lastre per 30 ologrammi formato 12 x 15 cm, una sostanza sbiancante per le lastre, la strumentazione ottica e le indispensabili istruzioni per l'uso. Il prezzo: circa 600.000 lire. Il laser ovviamente va ordinato a parte; il costo del più piccolo, in termini di potenza, si aggira sul milione di lire.

Via libera ai CB

Il Giappone ha in pratica liberalizzato la vendita degli apparecchi CB computerizzati o automatizzati, chiamati anche e più semplicemente "Personal radio". La domanda potenziale viene stimata in circa 10 milioni di pezzi di cui da 300 mila a 1 milione quest'anno. Al nuovo business guardano con interesse almeno una decina di gruppi tra cui Toshiba, Matsushita, Hitachi, Clarion e Pioneer. Attualmente i cittadini giapponesi che possiedono una apparecchiatura CB sono 1,2 milioni ma la maggior parte di essi si dichiara insoddisfatta dell'uso per le numerose limitazioni legali, la bassa potenza e la bassa frequenza (27 MHz). I nuovi apparecchi hanno invece una potenza di 5 W e utilizzano una frequenza di 900 MHz, sufficienti alla trasmissione fino a una distanza di 10 km. Nel mercato si appresta ad inserirsi anche la Marantz Japan, azienda posseduta al 50% dalla Philips, e la Sony. Il costo dei nuovi apparecchi CB va da 600.000 a più di 1 milione di lire.

La Siemens Elettra va in perdita

L'esercizio al 30 settembre 1982 della Siemens Elettra ha registrato, per la prima volta dopo anni, un saldo negativo di 1,9 miliardi di lire previo stanziamento al fondo ammortamento di 3,8 miliardi di lire. L'esercizio 1981/82 ha registrato ordini per complessivi 405 miliardi di lire (anno precedente 378) ed un fatturato di 388 miliardi di lire (contro 370). Elemento positivo, che pur nella delicata situazione conferma il contributo all'economia italiana della Siemens Elettra, è il volume delle esportazioni che ha raggiunto, nel 1982, un importo globale pari a oltre 150 miliardi di lire. Per il potenziamento ed il rinnovo degli impianti e per la difesa dell'ambiente di lavoro sono stati effettuati investimenti per 4,8 miliardi di lire, di cui circa 3,2 miliardi dalla Siemens Elettra e 1,6 miliardi dalle società controllate e collegate.

Quale futuro attende i videodischi

Il mercato dei lettori di videodischi si è arrichito di un nuovo formato in aggiunta ai due sviluppati e venduti rispettivamente da RCA e Philips. Si tratta del VHD (Video High Density). È una realizzazione della Victor of Japan, società controllata dalla Matsushita. Il sistema ha avuto un lungo periodo di gestazione e a un certo punto sembrava che il suo sviluppo dovesse venire accantonato. Invece la JVC ha fatto il suo esordio sul mercato nipponico nello scorso aprile e programma di ampliare gli obiettivi commerciali verso l'estero nella primavera del 1984, ossia dopo aver dato il dovuto tempo alla industria di preparare il software adeguato per sostenere il VHD di fronte alla concorrenza degli altri videodischi, con cui risulta incompatibile, e con i videoregistratori, con alcuni dei quali esso presenta lo stesso livello di costo (da 800 a 1 milione di lire). Il VHD offre una notevole flessibilità di accesso ai programmi memorizzati su disco. JVC e Matsushita prevedono di produrre 5.500 esemplari al mese, elevando così a 200.000 la capacità complessiva di lettori di videodischi dell'industria nipponica per quest'anno (lettori Laservision sono costruiti dalla Pioneer su licenza della Philips).

Verso la televisione digitale

Durante i prossimi sette anni diventerà possibile e conveniente produrre apparecchi televisivi in tecnologia digitale: nel 1992, valuta uno studio della Mackintosh, il 40% di tutti i televisori a colori prodotti nei Paesi sviluppati userà un chassis digitale. Certo, riconosce lo studio, per arrivare alla soglia della economicità industriale occorre infrangere ancora numerose barriere tecnologiche, ma i produttori di circuiti integrati stanno investendo massicciamente per sviluppare dei chip competitivi con quelli analogici. Con l'avvento della TV digitale diventerà più facile l'interfaccia con altre sorgenti di segnali digitali, ad esempio con il mondo dell'informatica. Lo studio esamina anche le prospettive di sviluppo della tecnologia degli schermi, del teletext e della televisione stereo. Per una affermazione commerciale dello schermo piatto occorrerà aspettare almeno altri 5 anni; la TV stereo conoscerà invece una diffusione molto rapida: in Europa il tasso di penetrazione aumenterà dell'8% del 1982 al 60% nel 1992; analogo sviluppo caratterizzerà il teletext che nel 1992 interesserà il 60% dei 15,5 milioni di TVC in funzione in Europa Occidentale.

Televisori per tutte le tasche

Watchman, il microtelevisore tascabile della Sony, ha compiuto un anno. Il primo anniversario è stato festeggiato con una insolita animazione, non riscontrata in occasione del battesimo. La ragione sta nel successo incontrato dal minuscolo apparecchio, successo nel quale i dirigenti dell'industria elettronica giapponese non credevano. "Solo uno sciocco, aveva commentato un alto dirigente al momento della presentazione del Watchman, spenderebbe da 300 a 500 mila lire per acquistare un televisore da usare mentre cammina". Invece la produzione è aumentata dai 2.000 apparecchi mensili iniziali ai circa 20.000 di oggi e ancora la società non riesce a stare dietro alla domanda. Da aprile è stato messo in vendita un modello ancora più piccolo di quello originario, che ha uno schermo di 2 pollici, e leggermente ribassato nel prezzo. L'affermazione del Watchman, che in autunno dovrebbe venire messo ufficialmente in vendita anche negli Stati Uniti e nel 1984 sui mercati europei, ha stimolato altre industrie a scendere in campo. La Sony non sembra preoccuparsi della concorrenza: essa è del parere che la miniaturizzazione del televisore condurrà alla nascita di una nuova generazione di prodotti. Essa sta pensando di abbinare il Watchman a microtelecamere per realizzare sistemi casalinghi di sicurezza. Altre società stanno lavorando a sistemi bidirezionali di telecomunicazioni e ad una combinazione televisione + computer tascabile.

Programmazione delle PROM

I PROGRAMMI SOSTITUISCONO I CIRCUITI

Dipl. Ing. (FH) Wolfgang Braun

Molto spesso il progetto di un circuito digitale è oberato dalla presenza di molte funzioni digitali, come porte ecc. (considerare per esempio un convertitore da codice BCD a binario). Molti di questi problemi potranno essere risolti con l'aiuto di una memoria di sola lettura: le PROM sono molto adatte allo scopo anche perchè chiunque può effettuarne la programmazione. Le applicazioni di questo procedimento sono innumerevoli:citiamo, tra l'altro, qualunque tipo di conversione di codice. In questo articolo è illustrato un esempio riguardante una di queste funzioni.

I normali programmatori di PROM del commercio sono piuttosto costosi e non sono, in generale, alla portata dei dilettanti. In *figura 1* è indicato un circuito di programmazione che richiede una piccola quantità di componenti di tipo molto comune; l' azionamento richiede molta meticolosità ed impegno, ma è possibile raggiungere lo scopo con poca spesa.
In questo circuito viene impiegata una PROM del tipo TTL, cioè il circuito integrato SN 74S188 (vedi Tabella 1). Per la programmazione sarà anche necessaria una tensione di alimentazione regolabile erogata da un generatore protetto contro il cortocircuito. C1 viene caricato ad una tensione di 10,5 V. Gli indirizzi ed i dati da memorizzare vengono predisposti tramite commutatori (per esempio del tipo DIL). La tensione dell'alimentatore viene abbassata a 6 V, per alimentare il circuito dopo la programmazione.
Azionando il pulsante T1, la tensione di programmazione (10,5 V) raggiunge il punto Vcc e provoca la bruciatura dei resistori al tungsteno - titanio contenuti nel circuito integrato: un dato di programmazione errato non potrà più essere corretto, e perciò l'intera operazione dovrà essere eseguita con la massima attenzione.
Questo ciclo di programmazione deve essere ripetuto per tutte le 32 locazioni di indirizzamento. Occorre inoltre notare che la PROM possiede un'uscita a collettore aperto che può sopportare un carico massimo di 20 mA: questa uscita è perciò in grado di pilotare direttamente diodi LED e sensibili relè. Per il pilotaggio delle PROM sono adatti sia circuiti digitali TTL che circuiti MOS.

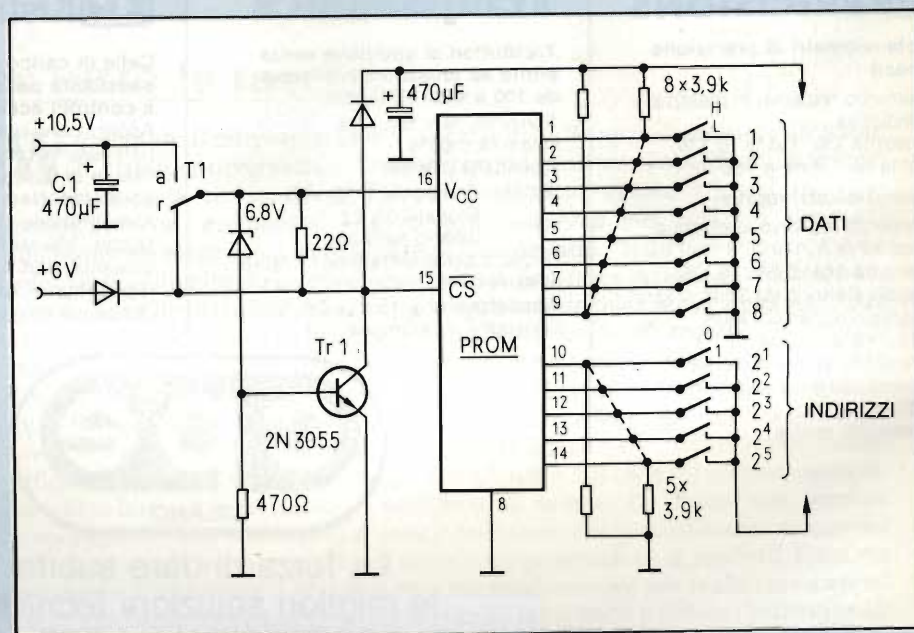



Fig. 1 - Schema di un programmatore di PROM, di azionamento impegnativo, ma molto economico.

Tabella 1 - Elenco delle PROM della serie TTL			
Tipo	*Locazioni di memoria*	*Composizione della memoria*	*Tipo di uscita*
SN 74S188	256 bit	32 Par. x 8 B	Collettore aperto
SN 74S287	1024 bit	256 Par. x 4 B	
SN 74S470	2048 bit	256 Par. x 8 B	
SN 74S473	4096 bit	512 Par. x 8 B	
SN 74S475	4096 bit	512 Par. x 8 B	
SN 74S288	256 bit	32 Par. x 8 B	Tri-state
SN 74S387	1024 bit	256 Par. x 4 B	
SN 74S471	2048 bit	256 Par. x 8 B	
SN 74S472	4096 bit	512 Par. x 8 B	
SN 74S474	4096 bit	512 Par. x 8 B	

Esempio pratico

Per chiarire le possibilità di impiego delle PROM, viene qui illustrato un semplice esempio pratico.
La PROM è impiegata in questo caso per convertire un codice binario in cifre esadecimali, che potranno essere visualizzate mediante un normale display numerico.
La PROM sostituisce i circuiti logici necessari per decodificare il codice binario, trasformandolo in un segnale per il pilotaggio di un display a sette segmenti (Tabella 2). Contemporaneamente, il circuito è in grado di pilotare direttamente i diodi LED (*figura 2*).
E' possibile utilizzare display ad anodo comune di qualunque tipo, che possano essere pilotati mediante una corrente di 20 mA per ogni segmento.

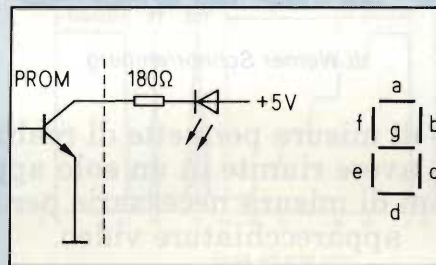



Fig. 2 - Pilotaggio di LED mediante il transistore di uscita della PROM.

Tabella 2 - Esempio di programmazione per la conversione di un codice binario in un segnale a sette segmenti

PIED.	*Q1 10*	*Q2 11*	*Q3 12*	*Q4 13*	**) 14*	*a 1*	*b 2*	*c 3*	*d 4*	*e 5*	*f 6*	*g 7*	**) 9*
0	0	0	0	0	0	H	H	H	H	H	H	L	L
1	1	0	0	0	0	L	H	H	L	L	L	L	L
2	0	1	0	0	0	H	H	L	H	H	L	H	L
3	1	1	0	0	0	H	H	H	H	L	L	H	L
4	0	0	1	0	0	L	H	H	L	L	H	H	L
5	1	0	1	0	0	H	L	H	H	L	H	H	L
6	0	1	1	0	0	H	L	H	H	H	H	H	L
7	1	1	1	0	0	H	H	H	L	L	L	L	L
8	0	0	0	1	0	H	H	H	H	H	H	H	L
9	1	0	0	1	0	H	H	H	H	L	H	H	L
10	0	1	0	1	0	H	H	H	L	H	H	H	L
11	1	1	0	1	0	L	L	H	H	H	H	H	L
12	0	0	1	1	0	H	L	L	H	H	H	L	L
13	1	0	1	1	0	L	H	H	H	H	L	H	L
14	0	1	1	1	0	H	L	L	H	H	H	H	L
15	1	1	1	1	0	H	L	L	L	H	H	H	L
16	0	0	0	0	1	H	H	H	H	H	H	L	H
17	1	0	0	0	1	L	H	H	L	L	L	L	H
18	0	1	0	0	1	H	H	L	H	H	L	H	H
19	1	1	0	0	1	H	H	H	H	L	L	H	H
20	0	0	1	0	1	L	H	H	L	L	H	H	H
21	1	0	1	0	1	H	L	H	H	L	H	H	H
22	0	1	1	0	1	H	L	H	H	H	H	H	H
23	1	1	1	0	1	H	H	H	L	L	L	L	H
24	0	0	0	1	1	H	H	H	H	H	H	H	H
25	1	0	0	1	1	H	H	H	H	L	H	H	H
26	0	1	0	1	1	H	H	H	L	H	H	H	H
27	1	1	0	1	1	L	L	H	H	H	H	H	H
28	0	0	1	1	1	H	L	L	H	H	H	L	H
29	1	0	1	1	1	L	H	H	H	H	L	H	H
30	0	1	1	1	1	H	L	L	H	H	H	H	H
31	1	1	1	1	1	H	L	L	L	H	H	H	H

L'ottavo bit di uscita dati può essere impiegato per il pilotaggio di un punto decimale o di un prefisso.

In un solo strumento

OSCILLOSCOPIO, MONITOR E VETTORSCOPIO

di Werner Schnorremberg

Questo strumento di misura permette di realizzare un vecchio desiderio dei tecnici: avere riunite in un solo apparecchio le tre più importanti funzioni di misura necessarie per il controllo delle apparecchiature video.

Speciali righe di controllo, inserite nei normali programmi televisivi dopo il segnale di sincronismo di quadro (per esempio secondo le norme CCIR), permettono di verificare e misurare quasi tutti i parametri di trasmissione di un segnale televisivo. Per una valutazione completa del segnale video in funzione del tempo, vengono impiegati in campo professionale e semiprofessionale, speciali oscilloscopi mentre per precise misure del segnale video in studio, nel servizio di assistenza e per lo sviluppo di nuovi circuiti sono richiesti essenzialmente tre strumenti: un monitore del segnale, un vettorscopio ed un oscilloscopio a larga banda.

Fig. 1 - Monitor di controllo 381 della Tektronix: serve per controllare il segnale video e per la ricerca dei guasti nelle relative apparecchiature. Lo strumento può essere impiegato, a scelta, come vettorscopio, monitor del segnale ed oscilloscopio monocanale.

La Tektronix ha riunito questi tre strumenti in una sola unità (*figura 1*): in questo modo sarà possibile effettuare per la prima volta tutte le principali misure riguardanti il segnale video con un unico strumento (vedi Tabella). Qui di seguito verranno descritte alcune tipiche misure, usate sia in esercizio che in sede di assistenza tecnica od in laboratorio per controllare la qualità del segnale video.

Come monitor della forma d'onda, l'apparecchio può visualizzare righe singole.

Un monitore della forma d'onda è, in linea di principio, un oscilloscopio particolare, che serve esclusivamente ad esaminare i segnali televisivi alla frequenza di riga e di quadro. I segnali più importanti da visualizzare sono: i due semiquadri; una, due e sette righe; parte di una riga (*figura 2*). Tramite un "selettore di riga" (cursore), ciascuna riga dell'immagine può essere selezionata mediante indirizzamento digitale. Per una rapida visualizzazione delle righe di prova inserite dagli enti radiotelevisivi durante il tempo di cancellazione di quadro, potranno essere direttamente scelte, agendo su una serie di tasti (*figura 3*) le righe da 16 a 29 e da 329 a 335.

Con il monitore delle forme d'onda potranno essere misurate le distorsioni a cui può andare incontro il segnale

Fig. 2. Rappresentazione di una riga (1H) del segnale a barre di colore (segnale di prova EBU) con i colori bianco, giallo, magenta, verde, porpora, rosso, blu e nero; luminosità = 75%, saturazione dei colori = 100%.

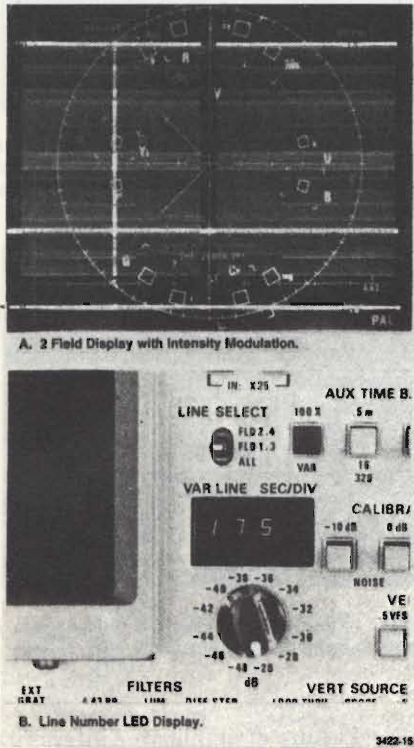



Fig. 3 - Rappresentazione dei semiquadri 1 e 2: tramite il "line-selector" è stata scelta la riga 175 (schermo bianco). Mediante la pressione di un tasto viene visualizzata sullo schermo e su un display a LED solo la riga 175.

Tabella: dati e funzioni di misura più importanti del monitore di controllo 381

Monitor delle forme d'onda:
Selezione digitale della riga: presentazione segnale video a frequenza di riga e di quadro; doppia risoluzione per sovrascritte sul segnale; misura del fattore K; distorsioni lineari e non lineari; Impedenza d'ingresso e passante di 75 Ω; trigger interno ed esterno.

Vettorscopio:
Visualizzazione e segnali PAL ed NTSC; misure a frequenza di riga e di quadro.

Oscilloscopio:
Larghezza di banda 20 MHz; deviazione orizzontale da 50 ms a 0,2 μs per divisione; possibilità di trigger a scelta; ingresso ad alta impedenza da 1 MΩ/24 pF; Sensibilità d'ingresso da 1 mV a 0,5 V per divisione, ingresso c.c. e c.a., sonda.

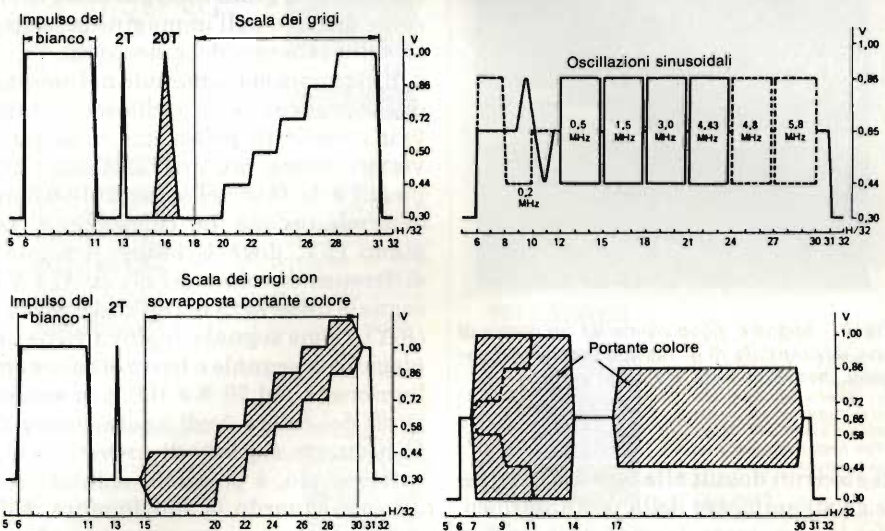



Fig. 4 - Segnali delle righe di prova CCIR 17, 18 e 330, 331; permettono di controllare la qualità del segnale durante la trasmissione dei normali programmi TV.

video lungo tutta la catena di trasmissione. Esse sono:

- Distorsioni lineari come l'andamento dell'ampiezza e della fase in funzione della frequenza.
- Distorsioni non lineari come quella di linearità, di fase differenziale, e di amplificazione differenziale.
- Il rumore

Adatti segnali di prova dello strumento sono in grado di riprodurre le righe di controllo 17, 18 (19), 330, 331 (332) (*figura 4*) irradiate dalle società radio-televisive. Le righe 17 e 330 iniziano con un impulso a livello di bianco, dalla cui forma possono essere individuati, per esempio, autooscillazioni, pendenze del tratto orizzontale ed arrotondamenti degli angoli dell'impulso e variazioni di amplificazione alle frequenze più basse (fino ad alcune centinaia di kHz). Subito dopo c'è l'impulso 2T, che ha una larghezza di 200 ns a metà ampiezza. Questo impulso sinusoidale quadratico produce, secondo la formula: $f_g = 1/2T$ componenti spettrali fino a 5 MHz, cosicchè dall'esame dell'ampiezza dell'impulso 2T ci si potrà fare un'idea esatta dell'andamento in ampiezza e frequenza del segnale di luminanza. La funzione "overlay" presente nel monitore permette una precisa valutazione degli errori di ampiezza (*figura 5*). Le distorsioni riguardanti la fase ed il tempo di transito dei segnali di crominanza e di luminanza possono essere misurate osservando la deformazione dell'impulso modulato 20 T, risultante dalla composizione di un impulso di forma sinusoidale quadratica, con durata di 2 μs a metà dell'ampiezza, e di un impulso modulato della portante di colore della stessa durata media. Differenti valori di smorzamento e di tempo di transito nel canale video causano una variazione di ampiezza ed uno spostamento nel tempo tra le due componenti del segnale che si manifestano sotto forma di distorsioni sinusoidali o cosinusoidali al piede degli impulsi 20 T. Per rendere confrontabile il differente effetto delle distorsioni lineari, è stato introdotto il fattore "K". Il fattore K è direttamente legato alla diminuzione di qualità provocata da un determinato errore. Per una rapida determinazione del fattore K vengono usate speciali maschere di tolleranza da applicare allo schermo dell'oscilloscopio; queste indicano i valori limiti per un fattore K del 5 %. Per la misura

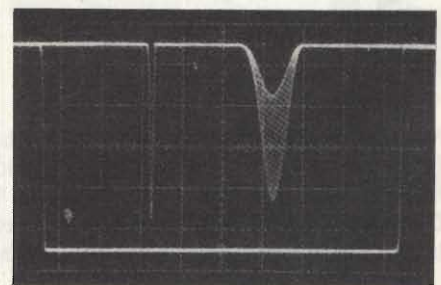



Fig. 5 - Gli errori di ampiezza sono resi visibili: gli impulsi 2T e 20T vengono fatti scorrere entro la finestra dell'impulso del bianco.

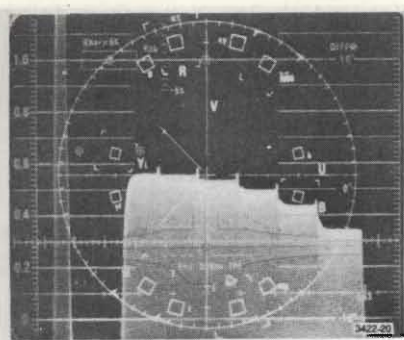



Fig. 6 - Segnale video con errore differenziale di amplificazione del 10%, misurato sulla scala dei grigi modulata.

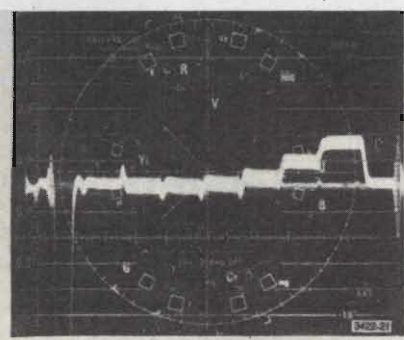



Fig. 7 - Segnale video affetto da un errore di fase differenziale di 4° rilevato mediante il segnale modulato della scala dei grigi.

degli errori dovuti alla fase differenziale ed all'ampiezza della portante di colore, viene usata la scala dei grigi a cinque sfumature con sovrapposta l'oscillazione della portante di colore, con ampiezza di 280 mV, come appunto è trasmessa nella riga di prova 330. In questo caso, la scala dei grigi, dopo aver attraversato il sistema in prova, viene liberata dalla componente di luminanza, mediante un filtro passabanda da 4,43 MHz, per cui nel caso ideale, rimarrà soltanto un blocco di frequenza lungo 30 μs, e cioè le sole oscillazioni a 4,43 MHz.

Se il segnale video presenta "salti" di ampiezza (andamento a gradini), ciò vuol dire che esiste un errore di amplificazione differenziale (*figura 6*). Per apparecchiature professionali è ancora ammissibile un errore di amplificazione differenziale del 2 %. In modo altrettanto semplice, cioè mediante la pressione di un tasto, potranno essere misurati con il monitor di controllo eventuali errori di fase differenziale. Un esempio è visibile sull'oscillogramma di *figura 7*, che mostra un errore di fase pari a 4 gradi. Gli errori di fase differenziale di 5 gradi sono già osservabili come disturbi nell'immagine presentata sullo schermo del cinescopio.

Il vettorscopio contenuto nel monitor di controllo 381 è un oscilloscopio tarato in coordinate polari, che visualizza i vettori colore, più precisamente l'ampiezza e la fase della portante colore, determinandone la collocazione sul piano U-V, dove U indica il segnale differenza di colore del blu (B-Y) e V il segnale differenza di colore del rosso ± (R-Y). Come segnale di prova viene impiegato un segnale a barre di colore con luminosità del 70 % e 100 % di saturazione del colore (vedi anche *figura 2*). Con questo segnale di prova e con il vettorscopio, è possibile valutare con un solo sguardo la funzionalità della sezione colore di un sistema video. I punti terminali dei vettori appaiono molto chiari, perchè il raggio indugia qui per circa 6 μs, mentre la commutazione tra le varie posizioni di un colore avviene molto velocemente e, di conseguenza, la traccia è poco visibile. Quando le "punte" dei vettori si trovano all'interno dei campi indicati (piccoli quadrati), l'errore di fase è inferiore a ± 3° e l'errore di ampiezza è inferiore a ± 5%. I campi delimitati con piccoli angoli corrispondono a ± 10° e rispettivamente a ± 20% (*figura 8*). Escludendo il commutatore PAL dell'apparecchio, il segnale verrà rappresentato una volta nel modo corretto ed un'altra volta ribaltato rispetto all'asse U, e così potranno essere chiaramente visualizzati eventuali piccoli errori di fase e di ampiezza del segnale del colore (*figura 9*). ■

Fig. 8 - Diagramma vettoriale del segnale a barre di colore; questo diagramma facilita, per esempio, la messa a punto del bianco nelle telecamere a colori.

Fig. 9 - Diagramma vettoriale del segnale a barre di colore con interruttore PAL aperto.

ERRATA CORRIGE

Nel N° 5, maggio 1983, di questa rivista, a pag. 37 (articolo: Gruppi di continuità: principio di funzionamento), lo schema relativo alla figura 3, per un errore tipografico, è errato. Quello corretto è quello riportato a lato che, per completezza, corrediamo della relativa didascalia.

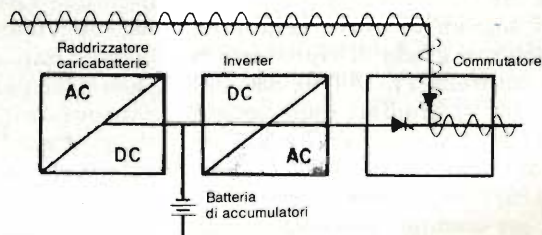
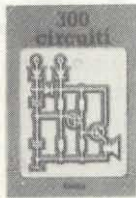



Fig. 3 - Il gruppo di continuità si è guastato. Un interruttore statico (e cioè realizzato con dispositivi di commutazione allo stato solido) provvede ad applicare al carico direttamente la tensione prelevata dalla rete.

LIBRERIA JCE

273 Circuiti

"273 circuiti" è una raccolta di schemi per il tecnico di laboratorio e l'hobbista di elettronica. I circuiti sono tutti molto semplici e facili da realizzare. Ve n'è per tutti i gusti: per uso domestico, per autovetture, per i fissati dell'audio, per giocatori inveterati, per gli ossessionati dalle misure e dagli alimentatori, per gli appassionati di fotografia o di modellismo ecc.
Cod. 6014
L. 12.500 *(Abb. L. 11.250)*

300 Circuiti

Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 *(Abb. L. 11.250)*

Manuale pratico del Riparatore Radio TV

Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 *(Abb. L. 16.650)*

30 Programmi Basic per lo ZX 80

Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonchè prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 *(Abb. L. 2.700)*

Junior Computer Vol 1-Vol 2

Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrente per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.
Cod. 3001
L. 11.000 *(Abb. L. 9.900)*
Cod. 3002
L. 14.500 *(Abb. L. 11.650)*

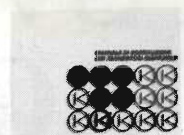
Digit 1

Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzanti una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 *(Abb. L. 6.300)*

Digit 2

Prosieguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Le Radiocomunicazioni

Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 *(Abb. L. 6.750)*

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi

Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 *(Abb. L. 4.500)*

Audio & HI-FI

Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'HI-FI.
Cod. 703D
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Accessori per Autoveicoli

Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Le Luci Psichedeliche

Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti etc.
Cod. 8002
L. 4.500 *(Abb. L. 4.050)*

Il Moderno Laboratorio Elettronico

Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
L. 6.000 *(Abb. 5.400)*

Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC

Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 *(Abb. L. 1.800)*

Transistor Cross-Reference Guide

Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 *(Abb. L. 7.200)*

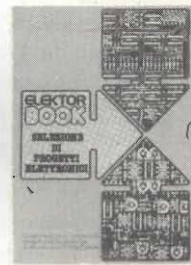
Costruiamo un Microelaboratore Elettronico

Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 *(Abb. L. 3.600)*

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali

Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
L. 5.000 *(Abb. 4.500)*

Selezione di Progetti Elettronici

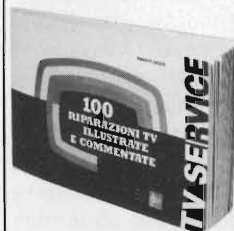
Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonchè l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
L. 9.000 *(Abb. L. 8.100)*

TTL IC Cross - Reference Manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 *(Abb. L. 18.000)*

Alla Ricerca dei Tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

TV Service 100 riparazioni TV illustrate e commentate

Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il servizio di Assistenza TV.
Cod. 7000
L. 10.000 *(Abb. L. 9.000)*

SCONTO 10% agli abbonati

Per ordinare i volumi usare l'apposito tagliando inserito in fondo alla rivista

Programma per un microcomputer

SISTEMA DI SVILUPPO E LINGUAGGIO ASSEMBLER

a cura dell'ing. Bozzola

Adesso possediamo il nostro microsistema, formato da CPU, ROM, RAM ed I/O. Come ci si appresta a farlo funzionare per la specifica applicazione scelta? Come si sviluppa il programma ("sistema operativo") che lo governerà? Questo articolo chiarirà tali interrogativi suggerendovi anche la strategia migliore per affrontare il difficile lavoro di progettare software applicativo.

Nell'articolo apparso sul numero di Marzo, abbiamo definito i significati specifici di "microprocessore" (cioè la sola CPU, in pratica), e di "microcomputer" (cioè la CPU con i circuiti accessori).

Abbiamo anche visto che se CPU ed i circuiti di supporto (cioè RAM, ROM ed interfaccia col mondo esterno) sono integrati sul medesimo chip di silicio, racchiuso in un unico contenitore, l'integrato risultante prende il nome di "Single-Chip Microcomputer".

Ma - ed eccoci all'argomento della nostra puntata - sia un Single Chip che un microcomputer con i vari elementi montati su una schedina (l'avevamo chiamato "Single Board Computer") hanno bisogno del giusto programma nella loro ROM per funzionare correttamente ovvero comportarsi secondo i compiti che gli vogliamo assegnare. Siccome è un pò ... impossibile scolpire a mano il silicio della ROM onde incidere, uno per uno, i codici delle istruzioni del nostro programma, dobbiamo affidarci ad un'altra macchina, sulla quale noi possiamo "scrivere" il programma e metterlo a punto completamente. Tale macchina è il cosiddetto "Sistema di Sviluppo" (SDS), che ora descriveremo approfonditamente.

Il SDS è innanzittutto un computer. E, più precisamente, un computer evoluto, espanso, cioè, con un buon numero di periferiche atte a renderlo perfettamente funzionale. Troviamo quindi un "terminale", una stampante, una o più unità di memorizzazione di massa. La *foto 1* mostra, per esempio, il "PMDS" (Philips Microcomputer Development System), uno fra i più completi SDS in commercio.

Il "terminale" è il vero posto di lavoro: appare sempre all'utente come una tastiera di macchina da scrivere, solo che, nella stragrande maggioranza dei casi, i caratteri battuti vengono visualizzati su uno schermo video anzichè su carta o tabulato. Tale fatto, grazie ad apposite funzioni proprie dello stesso terminale video, permette di battere il carattere assai velocemente, e di correggere gli errori di battuta, agendo con immediatezza e semplicità su opportuni tasti (detti "tasti delle funzioni di controllo") della tastiera del terminale. La stampante, com'è ovvio, serve invece ad ottenere un tabulato su carta di quanto l'operatore ha digitato con il terminale: infatti si deve tenere presente che lo schermo del terminale video permette di vedere in una volta solo un determinato numero di righe del testo battuto, per cui è assai scomodo - alla lunga - continuare a saltare qua e là per visualizzare una pagina qui ed una da un'altra parte. Inoltre il tabulato prodotto dalla stampante ha la primaria funzione di "documento", per l'archivio cartaceo dei programmi, e così via. Le unità di memoria di massa servono a registrare con rapidità e sicurezza il contenuto della memoria del nostro SDS, con una operazione che si chiama "svuotamento" della memoria o "backup". Chiaramente quando spegniamo il SDS, tutto il contenuto della sua memoria si perde, così è obbligatorio "salvare" tale contenuto su un mezzo di memoria massa permanente,

Tali mezzi sono di solito del tipo magnetico, vale a dire nastri o dischetti.

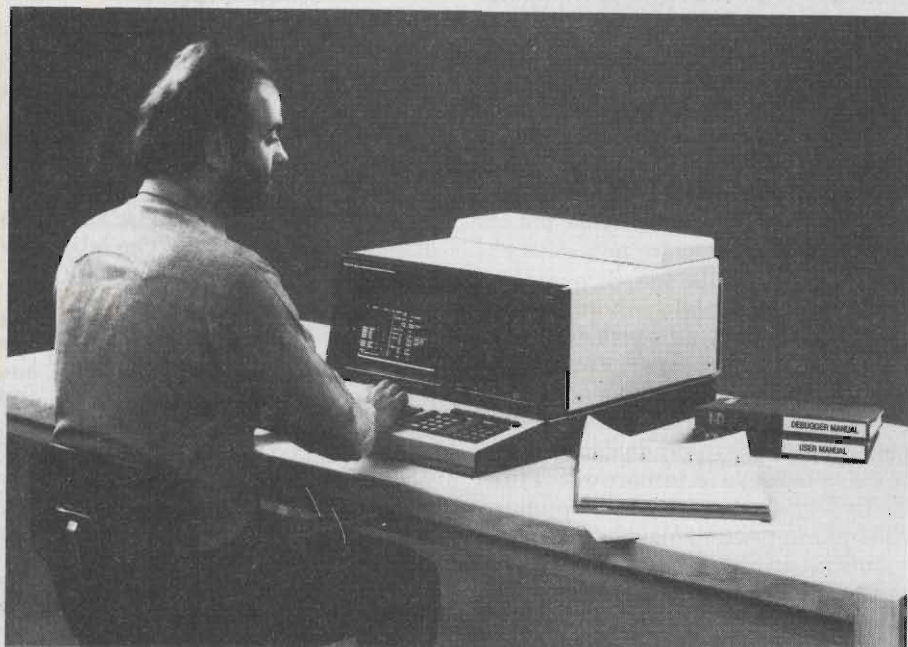
Per quanto ci riguarda, dunque, fino ad ora del SDS conosciamo le unità esterne, ma non sappiamo assolutamente quello che esiste all'interno della sua struttura principale. Se è un computer, dovrà certo esservi una CPU, da qualche parte, ed un buon numero di chip di supporto. Ma questo a noi per ora non interessa. Quello che dobbiamo sapere è soltanto quanto segue: nel computer che forma il nostro SDS il fabbricante ha già immesso un programma, subito pronto e funzionante all'accensione del SDS, il quale fa sì che il SDS possa dialogare con l'utente tramite il terminale. Tale programma (detto "Sistema Operativo") permette di colloquiare col SDS secondo la tipica procedura elencata qui di

seguito:
a) accensione come è evidente, del SDS
b) di conseguenza, il Sistema Operativo si attiva automaticamente e pone il SDS in stato di "attesa-comandi": tali comandi dovranno ovviamente essere inseriti dall'operatore battendoli alla tastiera del terminale
c) dovendo sviluppare un programma, l'operatore per esempio immetterà un comando che dice: "guarda che adesso inizio ad inserire un testo che rappresenta la serie di istruzioni del mio programma che voglio sviluppare".
d) il Sistema Operativo, se le condizioni della macchina sono tali da poterlo permettere, accetta tale comando ed avvisa l'operatore, visualizzando sul video, che può iniziare ad inserire il programma
e) l'operatore inserisce dunque tale testo, chiamato SORGENTE. Più avanti approfondiremo tale termine. Per ora ammettiamo che l'operatore abbia terminato la stesura del programma, per cui
f) egli avvisa, sempre con un opportuno comando battuto al terminale, che "vuole la traduzione del testo appena battuto nei corrispondenti codici appartenenti allo specifico linguaggio-macchina della CPU adoperata nella sua scheda applicativa"
g) L'SDS allora inizia tale traduzione, evidenziando sul video tutti gli eventuali errori (di ortografia e/o di sintassi) compresi nel programma battuto dall'operatore
h) se la traduzione, invece, ha avuto termine con pieno successo,l'operatore può chiedere una o più delle seguenti opzioni:
1) salvare sulla memoria di massa sia il SORGENTE che la sua traduzione in linguaggio-macchina (detta "OGGETTO");
2) attivare una macchina appositamente creata per "prorammare" una memoria EPROM proprio con il codice oggetto ottenuto traducendo il sorgente;
i) nel caso l'operatore abbia scelto la seconda via, ora egli finalmente dispone del dispositivo essenziale, nel suo microcomputer, ai fini di governare correttamente la CPU.
Installata tale ROM sulla schedina, il microcomputer è ora pronto a funzionare secondo l'applicazione richiesta, non appena esso sia alimentato.

Come vedete, la procedura è assai semplice ed immediata, tenendo però conto del fatto che l'operatore non si presterà MAI ad introdurre il programma per esteso senza avere, prima, effettuato uno studio severo sull'applicazione da sviluppare! Infatti i programmi PRIMA si scrivono su carta, adottando dei metodi di impostazione globale detti "schemi a blocchi" o "diagrammi di flusso" (ne parleremo a suo tempo!), e poi si scrivono a ter;inale usando il linguaggio che descrive, per esteso, il significato di ogni istruzione del linguaggio macchina. Questo è un punto delicato, perchè occorre ben definire la differenza fra codice macchina e linguaggio macchina. Cosa che adesso andiamo ad esaminare.

Linguaggio assembly

La cosa migliore per avere, poi, le idee chiare, è quella di fare un esempio semplice ma completo, partendo proprio dall'applicazione a cui è destinato il nostro microcomputer, in relazione alla sua struttura.

Prendiamo la *figura 1*: essa mostra un microcomputer schematizzato nei suoi elementi principali: CPU, RAM, ROM e I/O. Si noti che ho ipotizzato che la RAM abbia una decodifica dell'indirizzo tale da essere selezionata fra gli indirizzi $0000 e $03FF (1024 byte); pure, la ROM (o EPROM) è sele-

Una veduta d'insieme del Sistema di Sviluppo Philips PMDS. Come si vedrà nell'articolo, esso viene fornito con un "pacchetto" di programmi che permettono la traduzione ("assemblaggio") di testi-programma ("sorgenti") scritti nel linguaggio Assembly di numerose CPU: basta solo indicare al Sistema di Sviluppo qual'è la CPU alla quale appartiene il linguaggio Assembly del testo battuto a terminale. Le CPU in tale senso supportate sono: 8085, Z80, 6502, 2650, 6809, 8048, TMS1000, 6800, 8080, 68000, Z8000, 8086.
Come si vede, con un unico strumento è possibile sviluppare software per una infinità di applicazioni, ognuna ottimizzata dall'impiego di una più adatta CPU nel microcomputer che forma il cuore del nostro controllore.
Va invero detto che sistemi di sviluppo così sofisticati costano qualche decina di milioni, per cui rappresentano un valido investimento solo per chi ha una attività di un certo livello. Per lo sviluppo del software in applicazioni meno impegnative, è allora consigliabile servirsi di microcomputer su scheda singola, quali AIM, SYM, o la serie Intel o Mostek. Ciascuno però permette di sviluppare software SOLO per lo stesso tipo di CPU che anch'esso impiega.

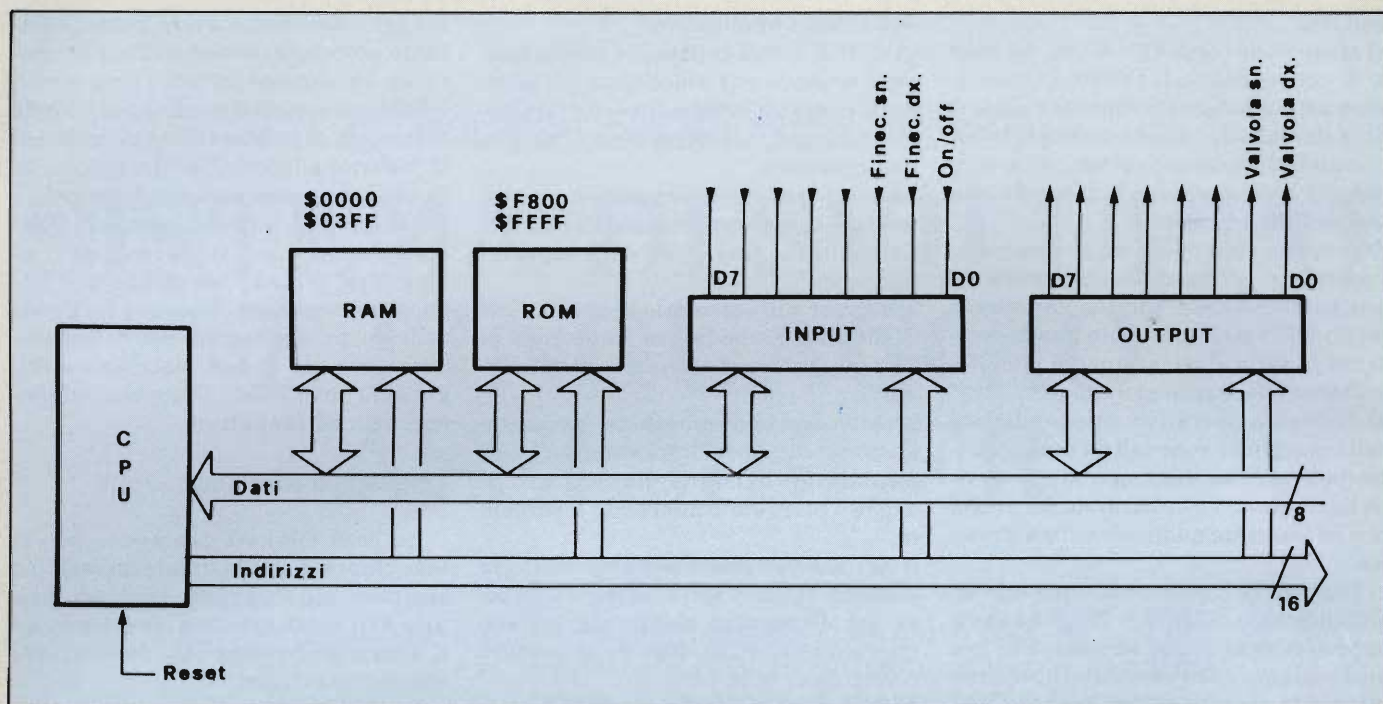



Fig. 1 - In relazione all'applicazione esemplificativa descritta nel testo, ecco il nostro "Microcomputer". Per ora assumiamo che esso sia formato da blocchi distinti (CPU, RAM, ROM ed Input/Output), anche se poi un "single-chip" che integri tutto ciò in un solo contenitore potrebbe egualmente andare bene. Si noti che delle 8 linee di ingresso solo le tre più basse sono sfruttate: D0 è collegato all'interruttore di accensione, D1 al finecorsa di destra, D2 al finecorsa di sinistra. Delle 8 uscite, solo le prime due sono usate: D0 per attivare la valvola che apre il movimento a destra, e D1 per valvole aperte contemporaneamente! Per riconoscere se una certa linea è attiva (è logico) basta leggere tutto l'ingresso ed operare un AND logico con un valore tale da avere a 1 solo il bit nella posizione desiderata. Se il risultato di tale AND è zero, allora vuol dire che il bit testato, dell'ingresso, era a zero.
Un "salto dopo test" permette così di prendere decisioni opportune a seconda dello stato della linea. Nel testo il programma è listato per intero.

zionata in modo preciso fra $F800 e $FFFF (2048 byte); infine abbiamo scelto di posizionare il dispositivo di Ingresso/Uscita all'indirizzo $8000, di modo che, ammettendo la presenza e di un ingresso di 8 bit, e di una uscita di 8 bit, l'ingresso sia proprio a $8000 e l'uscita sia all'indirizzo successivo, $8001. Il segnale di RESET che entra nella CPU viene attivato all'accensione del microcomputer, e, appunto, "resetta" la CPU obbligandola a iniziare il programma a partire dall'indirizzo contenuto in $FFFC e $FFFD. Per chiarezza, si riveda il discorso a suo tempo effettuato sul funzionamento di una CPU: Reset ed Interruzioni.

Definita la struttura del Single Board Computer a nostra disposizione, vediamo se è possibile adoperarlo per svolgere i compiti richiesti: questa fase si chiama "ingegnerizzazione dell'Hardware". Spesso se sia il SBC che la gamma di schede accessorie sono progettati per una discreta flessibilità - si riesce a mettere insieme l'harware semplicemente scegliendo le funzioni necessarie fra le varie schedine della gamma esistente, e questo sempre che la sola schedina CPU non sia sufficiente. Se invece l'utente sta progettando exnovo la sua scheda applicativa, egli dovrà prestare molta attenzione nell'organizzazione del suo microcomputer, dotandolo di tutti i dispositivi accessori, oltre alla CPU, che permettono di risolvere brillantemente il problema di controllo. Questa è la teoria (ed anche la via pratica) quando si lavora: per ora noi invece pensiamo di avere un problema di controllo talmente semplice che la struttura della *figura 1* sia più che sufficiente per le nostre necessità.

Si supponga, dunque, di avere una macchina industriale con un solo movimento: avanti e indietro. Il movimento di tale parte meccanica è attuato per via oleodinamica agendo su due opposte elettrovalvole. Due sensori di finecorsa ci indicano quando il movimento in un senso deve terminare e deve inizire invece nel senso opposto. Sappiamo così quando agire sulle elettrovalvole.

Infine, un interruttore ci dice se la macchina deve essere in moto oppure no.

È evidente che il nostro processo (ripeto: è un esempio! in realtà un microcomputer sarebbe sprecato, qui!) ha:
- tre ingressi del tipo "on/off", cioè digitali, provenienti dai due finecorsa e dall'interruttore di accensione
- due uscite sempre del tipo "on/off" da inviare alle due elettrovalvole.

Cerchiamo ora di descrivere quale deve essere il comportamento del nostro microcomputer, per esteso, come se lo dovesimo raccontare ad un ascoltatore:

a) guardo la situazione del pulsante on/off del movimento: se è nello stato "off", torno a questo stesso punto "a)", se lo trovo "on", proseguo

b) aziono il segnale che a sua volta aziona l'elettrovalvola che abilita il movimento verso destra

c) subito osservo lo stato del finecorsa di destra, continuando a ripetere tale punto "c)" fino a che il finecorsa non mi segnala il raggiungimento dell'estrema posizione destra: allora

d) chiudo l'elettrovalvola "destra"

e) aziono l'elettrovalvola per il movimento a sinistra

f) subito osservo lo stato del finecorsa di sinistra, continuando a ripetere tale punto "f)" finchè il finecorsa non mi segnala il raggiungimento della posizione sinistra: allora ...

g) chiudo l'elettrovalvola del movimento a sinistra, poi ...

h) guardo un attimo la situazione del pulsante on/off per vedere se nel frattempo è stato messo in "off":

- se lo trovo in "off" torno semplicemen-

te al punto "a)" (ed il movimento è appunto fermo- se lo trovo normalmente in "on", ripeto il ciclo di lavoro tornando al punto "b)".

Come si noterà, ho abbondato nella descrizione, (ed è ciò che ogni programmatore dovrebbe fare, almeno agli inizi), ed ho creato una solida base dalla quale sviluppare il programma, scegliendo le istruzioni più opportune fra quelle disponibili della CPU scelta. Già, perchè ora si tratta di scegliere quale CPU usare, se si deve ancora progettare l'hardware; se l'hardware esiste già, la scelta è chiaramente obbligata.

Ora, io non voglio fissare l'attenzione su una CPU in particolare, per cui non sarà mia intenzione riferirmi nè alla 6502 nè alla Z80 etc.: ipotizzo dunque una CPU che sia un ibrido molto semplificato, ed ammetto a priori di averne il manuale.

Questo manuale, come sappiamo, mi descrive IL LINGUAGGIO DI PROGRAMMAZIONE della suddetta CPU: in pratica è una specie di "dizionario" ove ogni istruzione viene descritta più o meno così:

Voi vi rendete subito conto che, con un manuale così, diventa eccezionalmente semplice trovare l'istruzione giusta per compiere la "manovra" giusta nel nostro programma! Tornando al manuale, noterete che colui che l'ha scritto (e che ha anche progettato la CPU) ha specificato chiaramente sia il codice macchina dell'istruzione, sia "il nome" che egli ha voluto dare all'istruzione.

QUESTO NOME (NEL CASO: LDA) È IL NOME DELL'ISTRUZIONE NEL LINGUAGGIO COSIDDETTO "ASSEMBLY" DELLA CPU. IL LINGUAGGIO ASSEMBLY USA DUNQUE LE ISTRUZIONI A LIVELLO MACCHINA, MA CHIAMANDOLE COL LORO NOME IN CODICE, ANZICHÉ ESPRIMENDOLE SUBITO COL CODICE BINARIO. IL PROGRAMMA, SE SI USA UN SISTEMA DI SVILUPPO, VA DUNQUE SCRITTO IN LINGUAGGIO ASSEMBLY.

Ed ora, prima di accingerci all'ultimo sforzo, cioè la stesura del programma, mettiamo di avere subito sott'occhio le istruzioni che ci servono:

"LDA $XYZW" (già vista prima)
"STA$XYZW" (scarica il contenuto dell'Accumulatore in $XYZW)
"AND #$XY" (esegue una operazione logica di AND fra il contenuto dell'Accumulatore ed il valore XY)
"JZ $XYZW" (se il risultato dell'operazione precedente è zero, salta a $XYZW
"LDA #$XY" (carica subito in Acc.re il valore XY)
"JMP $XYZW" (salta all'indirizzo $XYZW

Sia poi questa la tabella di corrispondenze fra le istruzioni suddette e il codice macchina:

LDA $XYZW = $AD; STA $XYZW = $BD; LDA #$XY = $A9; AND #$XY = $29; JZ $XYZW = $F0; JMP $XYZW = $4C

Vi faccio presente che i vari metodi di indirizzamento dovrebbero essere noti, essendo stati descritti in articoli precedenti. Inoltre, il simbolo "$" indica un numero esadecimale.

Stesura del programma in Assembly

Finalmente, siamo in grado di scrivere il programma descritto in precedenza. Manuale alla mano, e seduti davanti al terminale del nostro Sistema di Sviluppo, battiamo:

ISTRUZIONE:

"caricamento in Accumulatore del contenuto di una cella della memoria posta all'indirizzo effettivo XYZW"

NOME "IN CODICE" DELL'ISTRUZIONE:

"LDA XY ZW"

CODICE BINARIO ("MACCHINA") CORRISPONDENTE:

"AD" (hex.)

FORMATO DELL'ISTRUZIONE:

"AD XY ZW" (XY ZW è l'indirizzo a 16 bit, hex.)

METODO DI INDIRIZZAMENTO

Assoluto

FLAG DEL REGISTRO DI STATO EVENTUALMENTE

INTERESSATI:

- N (Negative) se il dato trovato in XY ZW è negativo
- Z (Zero) se il dato trovato in XY ZW è zero

```
INIZIO = $F800
;
INIZIO LDA $8000 ; leggi l'ingresso
       AND #$01; SEPARA IL BIT 0
       JZ INIZIO ; interruttore OFF! Rileggi!
;
DESTRA LDA #$01 ; accende valvola mettendo ...
       STA $8001 ; .. a 1 l'uscita relativa

DEST1 LDA $8000; guarda finecorsa destro ...
       AND #$02 ; ... che arriva al bit 1
       JZ DEST1 ; non ancora arrivato! Ripeti!
       LDA #$02 ; spegne valvola 1 e accende
                valvola 2
       STA $8001

SINIST LDA $8000 ; arrivato a sinistra?
       AND #$04
       JZ SINIST ; no, rileggi sensore

SIN 1 LDA #$00 ; chiudi valvole
       STA $8001
;
ONOFF LDA $8000 ; guarda se è OFF
       AND #$01
       JZ INIZIO ; è off! Vai all'inizio!
       JMP DESTRA ; è on, ripeti il ciclo!
;
FINE
```

Tabella 1 - Il codice macchina corrispondente al programma del testo, così come viene posto nella memoria del SDS dal programma Assemblatore. Il primo byte di codice macchina è all'indirizzo $F800

(indirizzo a cui sono posti in memoria i codici)	(codici, raggruppati per comodità, tale da evidenziare l'istruzione che essi compongono)
F800	AD 80 00
F803	29 01
F805	F0 F8 00
F808	A9 01
F80A	BD 80 01
F80D	AD 80 00
F810	29 02
F812	F0 F8 0D
F815	A9 02
F817	BD 80 01
F81A	AD 80 00
F81D	29 04
F81F	F0 F8 1A
F822	A9 00
F824	BD 80 01
F827	AD 80 00
F82A	29 01
F82C	F0 F8 00
F82F	4C F8 08

Inoltre, nella EPROM, a quello che sarà l'indirizzo del RESET, cioè $ FFFC: FFFD, occorre mettere: $F8 e S00, ovvero occorre specificare l'indirizzo di inizio del programma (appunto F800), affinchè all'accensione questo inizi automaticamente.

Ebbene, questo testo (perchè altro non è fino ad ora) si chiama:"SORGENTE". Noterete le tre zone distinte: quella delle "etichette", che servono comodamente a definire i punti chiave del programma; poi la colonna delle istruzioni ed infine il campo dei commenti (dopo al punto e virgola).

Ora possiamo dire al SDS di "tradurre" tale testo "sorgente" in codice macchina: tale traduzione prende il nome di "assemblaggio", e, come detto, sarà automaticamente eseguita da un apposito programma già presente nel SDS: tale programma, per l'appunto, si chiama "assemblatore". Dopo l'assemblaggio, nella memoria del SDS vi sarà una serie di codici binari, che espressi qui di seguito in esadecimale, appaiono nella *Tabella 1.*

Il primo di essi sarà posto all'indirizzo $F800, come noi, nel testo sorgente, avevamo definito "INIZIO"; gli altri sono di seguito.

Il passo finale

Ora il grosso del lavoro è terminato: non ci resta che ordinare al SDS il programmare una EPROM con quel codice. Ottenuta la EPROM, la monteremo sullo zoccolo della nostra schedina e saremo sicuri che il microcomputer funzionerà. Se, invece, volevamo usare un "single chip", ora dovremo inviare il codice macchina alla fabbrica, la quale penserà a fornirci i chip con la ROM già incisa in partenza e pronta all'uso. Come vedete, almeno a grandi linee, il procedimento non è così complicato, anche se al solito, per lo spazio sempre impegnatissimo, ha giocoforza dovuto tralasciare la descrizione di procedure, schemi a blocchi, e dei vari metodi, insomma, che permettono al programmatore di "progettare" ordinatamente il suo software su carta, prima ancora di mettersi davanti al terminale per inserire il testo sorgente. Sicuramente approfondiremo tali argomenti in un prossimo articolo. ■

LE BASI DELLA TV VIA SATELLITE

di V. Parenti, E. Romano e L. Cascianini

I capitolati a livello internazionale circa le norme e la regolamentazione di questo nuovo sistema di trasmissione TV sono già stati da tempo fissati (Ginevra 1977). Alcune nazioni (Francia e Germania) metteranno in funzione questo servizio presumibilmente entro il 1984, con il lancio dei rispettivi satelliti. In questo articolo si vogliono elencare e illustrare le principali norme che stanno alla base delle trasmissioni TV via satellite.

Fig. 1 - Area di servizio della TV via satellite stabilite per le varie nazioni Europee. Nell'Europa centrale le aree di servizio di molte nazioni si sovrappongono, specialmente nelle zone di confine, dove sarà possibile ricevere i programmi irradiati dalle due o più nazioni confinanti.

Gli operatori che si occupano degli impianti centralizzati di antenna TV sanno che nel febbraio 1977 è stata concordata a livello internazionale (WARC-BS-77) una serie di norme riguardanti la regolamentazione delle trasmissioni TV direttamente da satellite e valide per tutte le nazioni europee. In Italia queste leggi sono state pubblicate nel supplemento della Gazzetta Ufficiale n. 283 in data 15/10/1980.

Selezione ha dato già informazioni preliminari su questo argomento sia per ciò che concerne i capitolati principali di questa regolamentazione sia per ciò che riguarda la struttura che dovrà avere un sistema di ricezione a utenza singola di queste trasmissioni (2) (3).

In quella occasione dicemmo che le prime nazioni che invieranno il loro primo satellite per trasmissioni TV saranno la Germania (con il TV-SA-D) e la Francia (con il TD-F-1). Esse saranno in grado di iniziare le trasmissioni terra/satellite e le ricezioni satellite-/terra tramite i loro impianti a terra che saranno, per il satellite tedesco, Isingen (presso Francoforte) e Bercenay-en Othe, nella regione di Troyes, per quello Francese. Per l'Italia saranno quasi sicuramente utilizzate le stazioni terrestri del Fucino e del Lario.

Si parla anche del lancio di un satellite da parte del Lussemburgo tra il 1985/1986. È prevedibile infine il lancio entro la fine del 1985/inizio 1986 del satellite L-Sat (Large Satellite), un progetto comune tra le nazioni Austria, Belgio, Danimarca, Gran Bretagna, Italia, Olanda e Svizzera gestito dall'Ente Spaziale Europeo.

In Italia, la RO.VE.R ha da diverso tempo iniziato studi e sperimentazioni in questo campo in modo da essere presente al momento opportuno non solo sul mercato italiano, ma anche su quello europeo. È in collaborazione con i tecnici specializzati di questa industria che abbiamo creduto opportuno ripresentare, questa volta, con dati più precisi e aggiornati quanto allora dicemmo.

Caratteristica fondamentale delle trasmissioni TV via satellite

Il grande interesse che ormai da qualche tempo si nota per i sistemi di ricezione TV diretta da satellite è dovuto semplicemente al fatto che l'intero territorio nazionale di ciascun stato potrà ricevere, praticamente senza zona d'ombra, un massimo di 5 canali contemporaneamente.

Nella *figura 1* sono riportate le aree coperte dai satelliti TV delle varie nazioni europee; nella *figura 2* si può vedere l'area coperta dal fascio di irradiazione del satellite TV italiano. La *figu-*

Fig. 2 - Area di servizio coperta dal satellite TV italiano. Ai bordi si ha un'attenuazione del segnale ricevuto pari a 3 dB.

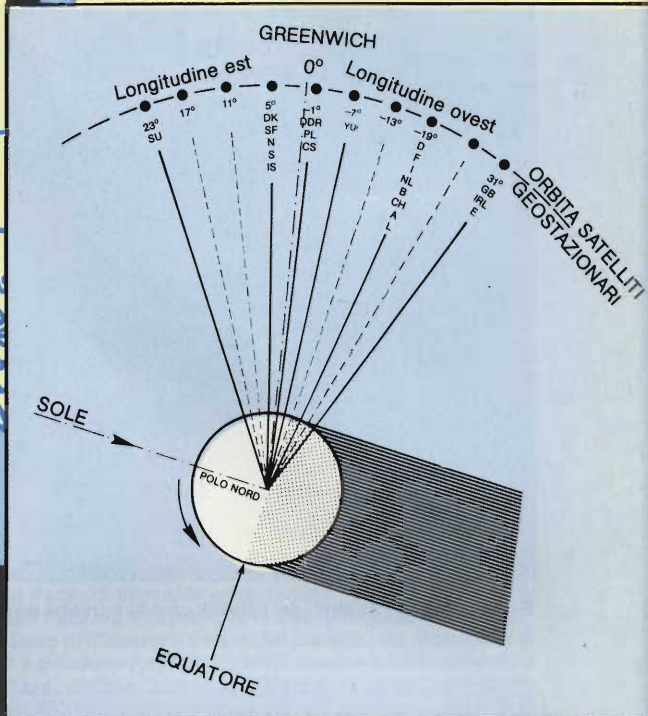



Fig. 3 - Veduta "spaziale" di alcuni satelliti geostazionari.

ra 1 mette subito in evidenza un fatto molto importante, e cioè la sovrapposizione dell'area di servizio di una data nazione con quelle delle nazioni limitrofe. Questa sovrapposizione delle aree di servizio è un grosso vantaggio in quanto renderà possibile la ricezione di un dato programma in una data lingua anche da parte delle varie nazioni limitrofe, in alcuni casi anche senza alcun problema di lingua, se si pensa, per esempio, alla Germania occidentale e orientale e all'Austria, alla Francia e al Belgio ecc.

Posizione orbitale del satellite

La TV da satellite viene trasmessa da un satellite geostazionario, un satellite cioè che assume costantemente una posizione fissa rispetto alla terra. Ciò per il fatto che il satellite viene messo su un'orbita distante 35.860 km e che a quella distanza possiede la stessa velocità di rotazione (velocità tangenziale) della terra. Il satellite geostazionario

Antenne trasmittenti/riceventi a terra che serviranno ad inviare (e a ricevere) i segnali al satellite francese TDF-1. La località è Bercenoy-en Othe (Francia).

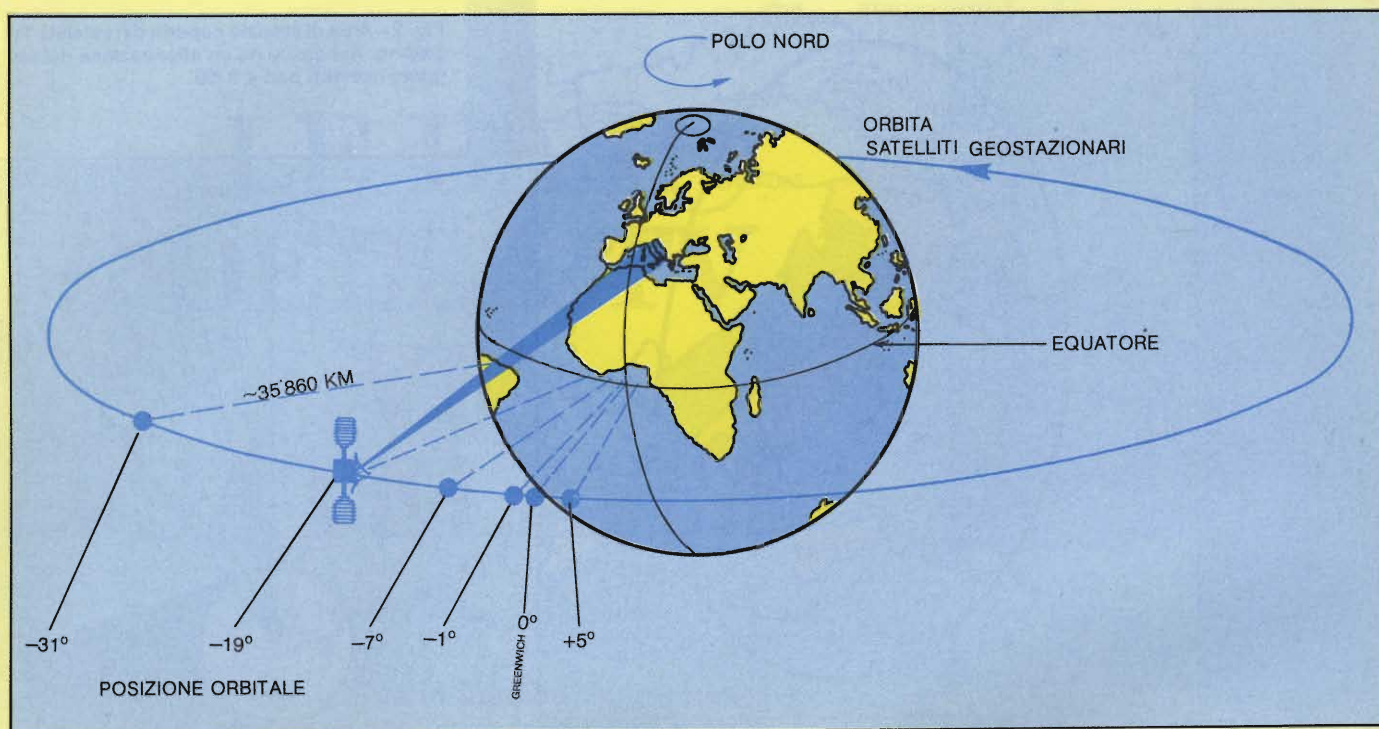



Fig. 4 - Veduta "polare" dei satelliti; così li vedrebbe un osservatore che si trovasse sullo zenith del polo nord.

Tabella 1 - Posizione orbitale, polarizzazione e canali assegnati alle varie nazioni europee.

Nazione	Sigla	Orbita °long.	Polar.	Canali	Note
Germania (Occ.)	D	- 19	2	2 6 10 14 18	
Austria	AUT		2	4 8 12 16 20	
Svizzera	SUI		2	22 26 30 34 38	
Italia	I		2	24 28 32 36 40	
Francia	F		1	1 5 9 13 17	
Lussemburgo	LUX		1	3 7 11 15 19	
Belgio	BEL		1	21 25 29 33 37	
Olanda	HOL		1	23 27 31 35 39	
Polonia	POL	-1	2	1 5 9 13 17	
Cecoslovacchia	TCH		2	3 7 11 15 19	
Germania (Or.)	DDT		2	21 25 29 33 37	
Ungheria	HNG		1	22 26 30 34 38	
Finlandia	FNL	+ 5	2	2 6 10 22 26	
Svezia	S		2	4 8 34 30 40	
Norvegia	NOR		2	14 18 38 28 32	
Danimarca	DNK		2	24 28 32 36 40	
Gran Bretagna	G	- 31	1	4 8 12 16 20	
Irlanda	IRL		1	2 6 10 14 18	
Spagna	E		2	23 27 31 35 39	
San Marino	SMR	-37	1	1 5 9 13 17	
Liechtenstein	LIE		1	3 7 11 15 19	
Monaco	MCO		1	21 25 29 33 37	
Città del Vaticano	CVA		1	23 27 31 35 39	
Jugoslavia	YUG	- 7	1	21 25 29 33 37	

1 = Polarizzazione destrosa
2 = Polarizzazione sinistrosa

italiano avrà una longitudine di —19° (ovest), naturalmente rispetto al meridiano di Greenwich. Esso potrà essere osservato con un angolo di elevazione rispetto alla linea dell'orizzonte, che ovviamente dipenderà dal valore particolare che la *latitudine* (distanza di una località dall'equatore) ha nel luogo dal quale il satellite viene osservato. Così, per esempio a Bolzano il satellite potrà essere osservato con un angolo di elevazione di 28,83°, a Roma di 32,1°, a Pantelleria di 36,7° e così via.

Si vede come via via che ci si avvicina all'equatore l'angolo di elevazione tende ad aumentare (all'equatore sarebbe infatti 90°).

Il valore di longitudine pari a —19° rispetto ad ovest del meridiano di Greenwich, è stato assegnato oltre che all'Italia anche ai satelliti di altre nazioni come la Germania occ. la Francia, l'Olanda, il Belgio, la Svizzera, l'Austria e il Lussemburgo. Nella *Tabella 1* sono riportati i valori di longitudine (ovest/est) delle altre nazioni europee.

I valori di longitudine (rispettivamente est e ovest) assegnati alle varie nazioni europee, riportate nella *Tabella 1,* sono messe maggiormente in evidenza dalla *figura 3,* che dà una visione spaziale dei satelliti geostazionari, mentre nella *figura 4* s può vedere una visione "polare" dei satelliti medesimi. Un osservatore che si trovasse al di sopra del polo nord (zenit), vedrebbe i vari satelliti tutti giacenti su un'orbita

equatoriale e collocati come indicato in *figura 4*, nella quale sono riportati solo 10 gruppi di satelliti con i rispettivi valori di longitudine. Ciascun satellite riceverà i programmi TV da irradiare da una stazione a terra tramite un collegamento ascendente (up-link).

Banco Microonde (a sinistra): Analizzatore di spettro Hewlett Packard operante nella gamma 100 kHz ÷ 21 GHz e frequenzimetro Hewlett Packard operante nella gamma 10 Hz ÷ 18 GHz. (Al centro): Analizzatore di reti scalare Hewlett Packard a cassetti, operante nella gamma 10 MHz ÷ 15 GHz e oltre. È in grado di effettuare misure di riflessione e trasmissione con una risoluzione di 0,25 dB/divisione. (A destra): Simulatore a microonde ad alta stabilità, operante nella gamma da 11,6 a 12,5 GHz. È in grado di generare un segnale televisivo con le stesse caratteristiche di quello trasmesso dai satelliti. Può fornire varie sottoportanti audio da 5,5 a 7,5 MHz. (Laboratorio ricerche RO.VE.R.).

Banda assegnata alla TV da satellite

Le trasmissioni TV da satellite saranno irradiate nella banda di frequenze compresa tra 11,7 ÷ 12,5 GHz. Questa banda come si vede è larga 800 MHz ed è suddivisa a sua volta in due sottobande: una, quella inferiore, va da 11,7 a 12,5 MHz. Questa banda come si vede è larga 800 MHz ed è suddivisa a sûa volta in due sottobande: una, quella inferiore, va da 11,7 a 12,1 GHz, l'altra, la superiore, va da 12,1 a 12,7 GHz.

Dentro queste due semibande è stato allocato un totale di 40 canali, (dal n. 1 al 40), larghi ciascuno, 27 MHz, e distanti l'uno dall'altro, 19,18 MHz. Stando così le cose, è evidente che i canali si sorapporranno parzialmente fra loro come appunto indicato in *figura 5*.

Sistema di trasmissione a polarizzazione circolare

Ogni installatore di antenne TV sà che l'antenna ricevente da installare deve essere montata con il suo piano in posizione verticale oppure orizzontale a seconda che l'emittente da ricevere irradi il segnale mediante un'antenna polarizzata in senso verticale o orizzontale, (queste polarizzazioni vengono anche chiamate polarizzazioni lineari).

Il segnale TV proveniente da satellite perverrà sulla terra nè con l'una nè con l'altra delle suddette polarizzazioni ma con la cosiddetta polarizzazione circolare.

Nel caso di irradiazione mediante polarizzazione circolare i campi rispettivamente elettrici e magnetici pervengono all'antenna ricevente avanzando e ruotando su se stessi alla stessa guisa di un proiettile sparato da una canna rigata di un fucile.

Come nel caso di irradiazione di segnali a polarizzazione rispettivamente verticale e orizzontale, così anche nel caso della polarizzazione circolare, questa potrà essere *diretta* (e cioè oraria o destrogira) oppure *indiretta* (antioraria oppure levogira). La cosa più importante in proposito è che ogni satellite avrà un suo *modo di trasmissione circolare* ben definito e cioè, o orario oppure antiorario. Da ciò consegue che per ricevere correttamente le trasmissioni di un dato satellite, il ricevitore dovrà essere munito di un sistema d'antenna regolato per ricevere i segnali irradiati con il tipo di polarizzazione usato da quel satellite. In questo caso i segnali irradiati da un altro satellite avente la polarizzazione circolare opposta saranno attenuati nella misura di 30 dB o più.

A questo punto è chiaro il motivo per cui per migliorare la separazione dei canali TV utilizzati dai vari satelliti e diminuire in questo modo eventuali fenomeni di interferenza, i canali adiacenti (che, come abbiamo visto, risultano parzialmente sovrapposti) hanno sequenzialmente polarizzazioni inverse. La *figura 5* indica in maniera molto evidente che avendolo assegnato ai canali dispari una polarizzazione oraria, i canali pari dovranno avere polarizzazione antioraria.

Nella *Tabella 1*, la polarizzazione diretta è indicata con 1, e quella inversa con 2; lo stesso concetto, per maggior chiarezza, è illustrato graficamente nella colonna Note della citata tabella mediante frecce rispettivamente destrose o sinistrose. Sempre dalla *Tabella 1* si ricava che nel gruppo di satelliti aventi longitudine ovest pari a —19°

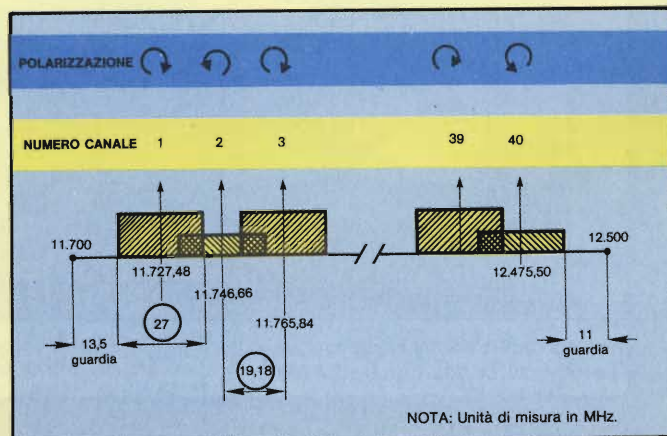



Fig. 5 - Distribuzione dei canali. I canali dispari e pari contigui si sovrappongono in parte. Non si hanno comunque fenomeni d'interferenza in quanto i canali contigui vengono irradiati con polarizzazione circolare sequenzialmente alternata.

(nei quali è compresa anche l'Italia), tutti i canali dispari hanno una polarizzazione diretta (e cioè in senso orario), quelli pari, indiretta (e cioè in senso antiorario).

Di regola, i canali assegnati ad una data nazione saranno, come già accennato, o tutti pari o tutti dispari, il che significa tutti aventi lo stesso sistema di polarizzazione di antenna.

Ad ulteriore chiarimento di quanto sopra detto si può osservare (vedi sempre *Tabella 1*) come, ad esempio, il satellite con longitudine di + 5° (est) della Danimarca irradia i suoi segnali servendosi degli stessi canali assegnati all'Italia e con la stessa polarizzazione (cioè antioraria) ma con un valore azimutale differente pari a —19 —(+ 5) = 24° (l'azimut è l'angolo che il piano passante per un astro e contenente la verticale dell'osservatore forma col piano del meridiano locale).

L'antenna ricevente

L'antenna ricevente dovrà essere del tipo a parabola. È importante in proposito conoscere l'angolo d'apertura di questa particolare antenna; esso viene definito come angolo in corrispondenza del quale la potenza del segnale in arrivo risulta dimezzata, diminuisce cioè di 3 dB. Le norme internazionali hanno fissato per l'angolo di apertura un valore pari o inferiore a 2°. Per poter ricevere i segnali con questo valore di angolo occorre come minimo, che l'antenna parabolica abbia un diametro di 90 cm; se l'antenna fosse di 180 cm, l'angolo di ricezione scenderebbe ad 1°, e sarebbe più critica la sua installazione senza un'adeguata preparazione e attrezzatura.

Dalla *figura 4* risulta come la distanza minima esistente fra i vari satelliti, vista come longitudine, sia di 6°. Avremo quindi un buon margine di sicurezza tra satelliti aventi valori orbitali contigui, a condizione che vengano impiegate antenne con diametro non inferiore a 90 cm; valore quest'ultimo fissato facendo un compromesso tra polarizzazione, frequenza del canale e differenti valori di azimut.

Dalla *figura 4* appare evidente come, per un certo periodo della loro orbita, tutti i satelliti vengono a trovarsi sempre nel cono d'ombra della terra. Per i satelliti aventi longitudine —19° ovest (tra cui quello dell'Italia), questo periodo è compreso tra la 1,30 e le 2,43 di notte. È evidente che durante questo periodo, l'energia necessaria alle apparecchiature dei trasmettitori di bordo dovrà essere fornita dalle batterie-tampone; mentre quando il satellite sa-

L'UNITA' ESTERNA PER LA RICEZIONE TV DA SATELLITE È PRONTA

Sono già disponibili sul mercato le unità esterne (downconverters) necessarie per la ricezione della TV via satellite. Una, con sigla JM1103 è adatta a ricevere segnali trasmessi dal satellite per trasmissioni TV sperimentali OTS-2, l'altra con sigla JM1201, servirà a ricevere i segnali TV da satellite e TV via cavo da parte delle singole abitazioni. La tabella indica le differenti prestazioni delle due unità.

Montata in corrispondenza del fuoco di una antenna a parabola, l'unità JM1201 è in grado di convertire i segnali trasmessi dal satellite TV (compresi entro la banda che va da 11,7 a 12,5 GHz, e pertanto larga 800 MHz) su un segnale a frequenza intermedia (F.I.) compreso tra 0,95 e 1,75 GHz.

Questa unità esterna incorpora un preamplificatore del segnale d'ingresso funzionante con transistori FET all'arseniuro di gallio a canale n, un oscillatore locale ad elevata stabilità che lavora su 10,75 GHz (± 0,005 GHz), uno stadio mescolatore e un amplificatore del segnale a frequenza intermedia.

La reiezione della frequenza immagine all'ingresso è —90 dB (≈1/100.000). Il massimo rumore introdotto è 5,5 dB mentre il guadagno di conversione va da 35 a 40 dB. Questa unità eterna possiede un'irradiazione molto bassa (circa —86 dBm) e può lavorare con temperature esterne comprese tra —20 e + 55°C e umidità relativa fino al 95%. Il segnale di uscita è ricavato su una impedenza di 50 Ω.

Tabella 2 - Canali disponibili per la TV via satellite e valori delle portanti video di ciascun canale

Canale	Freq. portante video (MHZ)	Canale	Freq. portante video (MHZ)
1	11727,48	21	12111,08
2	11746,66	22	12130,26
3	11765,84	23	12149,44
4	11785,02	24	12168,62
5	11804,20	25	12187,80
6	11823,38	26	12206,98
7	11842,56	27	12226,16
8	11861,74	28	12245,34
9	11880,92	29	12264,52
10	11900,10	30	12283,70
11	11919,28	31	12302,88
12	11938,46	32	12322,06
13	11957,64	33	12341,24
14	11976,82	34	12360,42
15	11996,00	35	12379,60
16	12015,18	36	12398,78
17	12034,36	37	12417,96
18	12053,54	38	12437,14
19	12072,72	39	12456,32
20	12091,90	40	12475,50

Passo canali 19,18 MHz
Larghezza banda canale 27 MHz

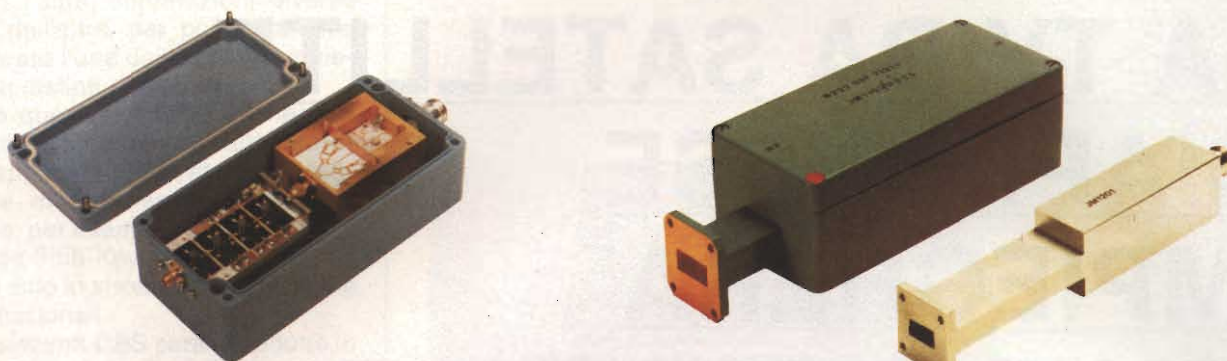



Fig. 1 - Convertitore JM1103 e JM1201 per ricezione dei segnali della TV via satellite.

Tabella 1 - Dati caratteristici delle unità esterne per ricezione TV da satellite

	JM1103	*JM1201*	
Banda delle frequenze ricevute	11,4 - 11,7	11,7 - 12,5	GHz
Banda della frequenza intermedia	0,95 - 1,25	0,95 - 1,75	GHz
Cifra di rumore	3,5	5,5	dB
Guadagno di conversione	40	40	dB
Frequenza oscillatore locale	10,45 ± 0,005	10,75 ± 0,005	GHz
Irradiazione oscillatore locale	− 65	− 86	dBm
Reiezione frequenza immagine	− 50	− 90	dB
Tensione di alimentazione	11-15 V; 200 mA	12 V; 150 mA	
Flangia all'ingresso	UBR100	UBR140	
Connettore per uscite segnale F.I.	Tipo N	Tipo N	
Temperatura di lavoro	da − 25 a + 55	da− 20 a + 55	
Umidità relativa	95%	95%	

Fig. 2 - Fase di costruzione di una unità esterna: collegamento "beam lead" tra due substrati vicini rispettivamente di ferrite e di materiale ceramico.

rà fuori dalla zona d'ombra della terra, quando cioè è illuminato dal sole, l'energia per il funzionamento delle sue apparecchiature verrà ricavata da un sistema di trasformazione dell'energia solare in energia elettrica attuato mediante pannelli solari al silicio.

Caratteristiche del trasmettitore TV installato sul satellite

Ogni satellite irradierà il segnale TV con una potenza EIRP (EIRP = Effective Isotropic Radiated Power) pari a 64 dBW equivalenti a circa 174 W del trasmettitore più un guadagno di antenna pari a circa 40 dB.

Quando la portante non viene modulata, per evitare che il valore dell'energia irradiata, abbastanza elevato, risulti tutto concentrato intorno al valore della portante (si tenga presente che la modulazione video è in FM) e possa quindi disturbare eventuali servizi fissi a terra, si provvede a modulare questa portante con un segnale triangolare con frequenza di 25 Hz, agganciata al sincronismo verticale del segnale video.

Questo sistema di dispersione dell'energia R.F. irradiata consente di distribuire l'energia della portante entro una banda larga 600 kHz.

Abbiamo già detto che il segnale video modula la portante SHF (SHF = Super High Frequency) in modulazione di frequenza, e precisamente, con un valore picco-picco di 13,5 MHz per il valore standard di 1 V_{pp}. La banda RF del canale risultante è larga 27 MHz.

Per l'audio si prevede una sottoportante a 5,5 MHz modulata in frequenza con Δf pari ± 50 kHz come per lo standard CCIR G, 625 righe, impiegato per le TV terrestri.

LA TV DA SATELLITE GIAPPONESE IMPIEGHERA' L'AUDIO DIGITALE

Foto A - Antenna a parabola (m 1,8 ∅) per la ricezione di segnali TV da satellite.

Il Giappone prevede di mettere in orbita il suo satellite, DBS (DBS = Direct Broadcast Satellite), e cioè per trasmissioni TV nazionali e commerciali, entro il 1984. La sigla del satellite sarà BS-2. (Gli Stati Uniti prevedono di iniziare trasmissioni DBS nel 1986, come del resto la Francia con il suo TD F-1. La Germania anticiperà questo servizio con il suo TV-SAT, nel 1985).

Il Giappone si atterrà per il sistema di trasmissione, di polarizzazione del segnale trasmesso e di ricezione a terra, alle norme internazionali fissate dalla WARC (WARC = World Administrative Radio Conference) a Ginevra. L'unico punto in cui differirà dai sistemi americani e europei sarà nel sistema di trasmissione dell'audio che sarà trasmesso sotto forma digitale.

Questo rappresenta un passo avanti rispetto ai sistemi di trasmissione audio convenzionali (FM) adottati ancora dalle altre nazioni che prevedono di iniziare trasmissioni DBS.

La digitalizzazione dell'audio, basata sulle note tecniche di modulazione mediante impulsi codificati PCM (PCM = Pulse Code Modulation), consentirà non solo di avere riproduzioni audio della stessa qualità di quelle ottenute con il recente disco audio digitale (per esempio, Compact disk Philips/Sony), ma, quello che è più interessante, permetterà di instradare in un unico canale oltre al segnale audio anche informazioni di altra natura. È infatti caratteristica dei sistemi di trasmissione digitali, quella di poter *serializzare* mediante tecniche multiplexing, una

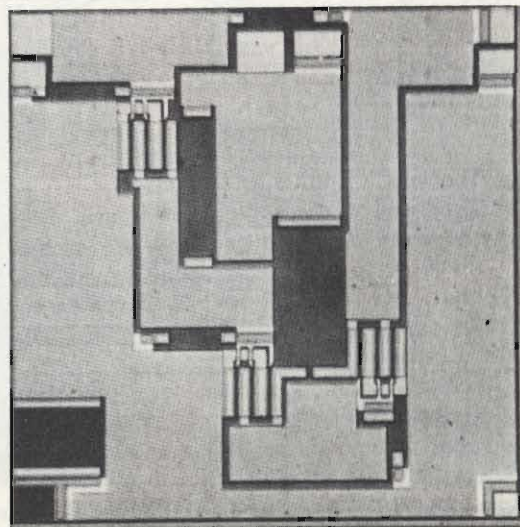
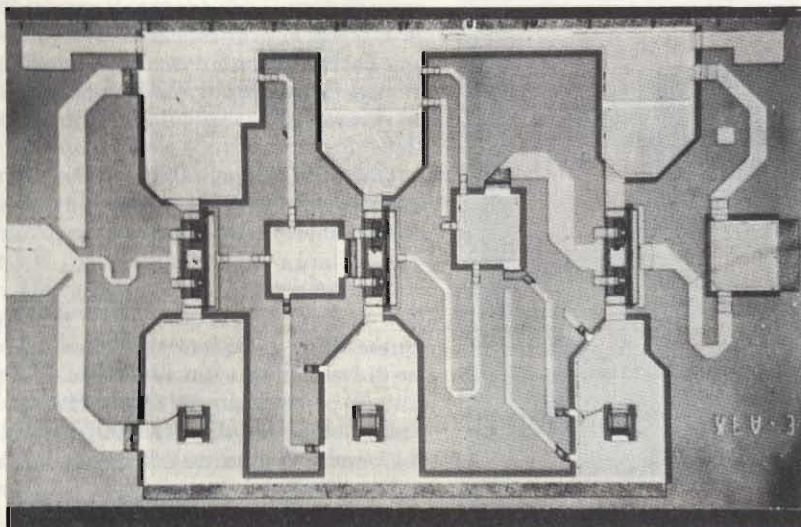



Fig. 2 - A sinistra amplificatore della frequenza intermedia (F.I.), e amplificatore R.F. (a destra), entrambi realizzati in forma integrata monolitica (MMIC).

dopo l'altra, informazioni diverse una dall'altra, per poi riottenerle, separate l'una dall'altra e complete, su distinti ricevitori.

Se questa digitalizzazione dell'audio diventerà una realtà, vedremo applicate ai ricevitori civili tecniche di trasmissione sofisticate come, per esempio, la PSK (PSK = Phase Shift Keying), usate fino ad oggi solo in sistemi di trasmissione professionali.

Il sistema DBS sarà introdotto in Giappone dalla *Toshiba*. Le apparecchiature di ricezione a terra saranno pressapoco identiche a quelle usate in Europa. Anche in questo caso, i segnali saranno captati da un'antenna parabolica (∅ = 1 m) e inviati a una unità esterna le cui funzioni di amplificazione e mescolazione saranno effettuate da dispositivi FET GaAs, e cioè dagli ultimi dispositivi impiegati in questo settore. Questi dispositivi (transistori e diodi) saranno montati o su substrati (circuiti ibridi MIC - MIC = Microwave Integrated Circuit) oppure potranno essere realizzati in forma monolitica MMIC (MMIC = Monolithic Microwave Integrated Circuit).

Il segnale a frequenza intermedia (FI) in uscita dall'unità esterna verrà, come al solito, instradato mediante cavo all'unità interna per essere nuovamente convertito, e poter essere applicato ad un convenzionale impianto centralizzato d'antenna assieme ai segnali provenienti dalle TV terrestri.

Particolare del banco microonde. Vista spettrale del segnale generato dal simulatore a 12 GHz. (Laboratorio ricerche RO.VE.R.).

Una serie di prove condotte ultimamente (particolarmente importante quelle con il satellite OTS), effettuate con modulazione audio con tecniche numeriche (PCM multiplati in TDM) hanno, d'altra parte, dato risultati veramente interessanti sia dal punto di vista della qualità (bassa distorsione, elevato rapporto S/D) che come possibilità di potere utilizzare un numero elevato di canali (PCM = Pulse code Modulation - TDM = Time Division Multiplex).

Si pensa addirittura di impiegare uno dei canali TV per trasmettere in multiplex più canali audio in PSK. (PSK = Phase Shift Keging).

Vari enti statali e parastatali stanno conducendo in tutta Europa una serie di studi su questo argomento; non è da escludere quindi che l'audio digitale per trasmissioni TV venga già utilizzato dai primi satelliti preoperativi e cioè da quello francese e tedesco. ■

A richiesta, possiamo fornire gratuitamente copia degli articoli suddetti.

OSSERVATORIO COMMERCIALE

L'interesse dei costruttori italiani per le tecnologie a 12 GHz, e conseguentemente, per la TV da satellite, appare sinora piuttosto tiepido, per motivi comprensibilmente ovvi. Il mercato, infatti, potrà iniziare a rispondere a queste tecnologie non prima dell'85, per cui ogni aspetto realizzativo in questo settore è da considerarsi prematuro. Pensiamo tuttavia che la ricerca nel campo dei 12 GHz, effettuata da oltre 15 anni anche dalla WISI, rappresentata in Italia dalla GBC Italiana,* debba considerarsi sin d'ora indispensabile a chi voglia immettersi nel mercato al momento giusto e con prodotti che abbiano affidabilità e prezzo. Ci sarà da temere l'agguerrita concorrenza giapponese e americana che, riteniamo, darà il meglio di sé con prodotti che consentiranno a chiunque di realizzare un impianto "da satellite" personalizzato.
Con queste previsioni appare logico lo sforzo della ROVER di iniziare un discorso, tecnologicamente qualificato, sulle future possibilità della TV via satellite.

Bibliografia

1) Ing. V. Parenti e E. Romano - DBS - *Diffusione televisiva diretta da satellite* RO.VE.R.
2) L. Cascianini, P. Harrop - *Unità esterna per ricezione TV da satellite* - **Selezione** di tecniche elettroniche - N. 4 1982.
3) L. Cascianini, P. Lesartre *1984: solo Germania e Francia avranno il satellite TV* - **Selezione** di tecniche elettroniche - N. 4 1982.
4) T.H.A.M VLK - *Progetto di due unità esterno per ricezione TV da satellite a 12 GHz.* - Philips Technical Review - Vol. 39 1980-10.
5) Just-Dietrich Buchs - *Broadcasting satellite systems on the 12 GHz range* - Telefunken.
6) Roher Wollnongh - *Direct broadcasting by satellite* - European Electronics 1982.
   Satellite TV - The Sequel ETI - 1983.
7) Harvey. *DBS people are talking money* Electronics 1982.

SISTEMI DI RICEZIONE TV DA SATELLITE

di V. Parenti, E. Romano e L. Cascianini

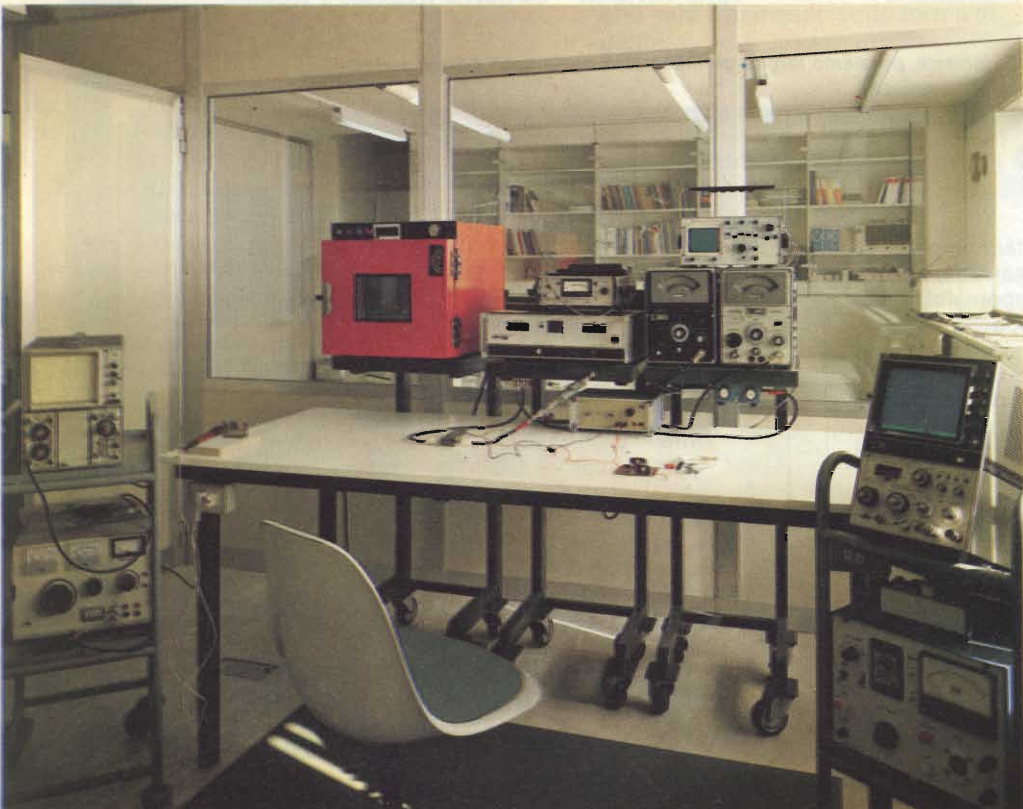
La ricezione TV da satellite a causa dell'elevate frequenze in gioco richiede apparecchiature che fino ad oggi venivano usate solo in campo professionale. La TV da satellite comporterà una produzione su larga scala di queste unità riceventi, dell'ordine di grandezza degli attuali impianti centralizzati d'antenna. Questo articolo, frutto della collaborazione della nostra Redazione con i tecnici di un'azienda leader in questo settore, vuole dare fin d'ora un'idea dei problemi che questo nuovo sistema di trasmissione comporta e delle soluzioni ad essi date.

Il primo tentativo di trasmissione TV da satellite è stato compiuto nel 1974 negli Stati Uniti dove venne lanciato il satellite SAT (Applications Technology Satellyte). In seguito sono stati effettuati esperimenti analoghi in Canada con il satellite CTS, in Giappone con il BSE, e in Europa con l'OTS. Nel 1979 sono state fissate definitivamente da un comitato internazionale, il WARC, (WARC = World Administrative Radio Conference), le frequenze assegnate a questo nuovo servizio. In altra parte della rivista sono illustrati i punti essenziali di questo capitolato internazionale.

Qui ci occuperemo solo della "stazione" ricevente a terra, la quale, a differenza di tutte le altre stazioni che ricevono da satellite, dovrà essere installata in tutte le case (utenza singola), o in tutti i caseggiati (utenza collettiva).

Questo fattore è molto importante, dato che per la prima volta si tenterà di produrre in grandi quantità apparecchiature che fino ad oggi, erano state prodotte per scopi professionali e non civili.

È convinzione dei tecnici che già lavorano in questo settore che non sarà facile produrre su scala commerciale, e quindi a basso prezzo, componenti e apparecchiature professionali di questo tipo. La TV via satellite implica infatti l'impiego delle frequenze SHF (SHF = Super High Frequency), e cioè delle microonde, e dato inoltre che il segnale ricevuto sarà debole, le appa-

Banco di misura del rumore, della stabilità termica e dell'intermodulazione. Al centro si può notare un misuratore automatico di rumore e guadagno AILTEK, attrezzato per misure fino a 18 GHz, oltre ad una camera climatica automatica programmabile da —35° a + 140°, generatori CW, millivoltmetro e analizzatore di spettro da 1,56 GHz, ecc. ecc. Per facilitare la composizione dei vari banchi di misura, tutti gli strumenti sono montati su carrelli. (Laboratorio misure RO.VE.R.)

recchiature richieste dovranno essere del tipo professionale. Il problema che si pone quindi ai maggiori costruttori dei componenti impiegati in queste apparecchiature è quello di una loro produzione su scala industriale e a basso prezzo.

Analizzatore di reti R.S. selettivo, completamente computerizzato. È in grado di operare nella gamma da 400 kHz a 2 GHz. Può effettuare sia misure scalari che vettoriali con la risoluzione del centesimo di dB. È corredato di molti programmi fra cui misure di impedenza con correzione a 3 punti. Viene utilizzato essenzialmente per la progettazione e per il Controllo Statistico di Qualità (Laboratorio misure RO.VE.R.)

Generalità sui sistemi di ricezione TV da satellite

Un sistema di ricezione TV da satellite può essere sempre ricondotto allo schema a blocchi semplificato riportato in *figura 1*. Esso risulta formato essenzialmente da due sezioni nettamente distinte: una, comprendente l'antenna ricevente (a parabola) è chiamata correntemente *unità esterna* in quanto è collocata all'esterno dell'abitazione; l'altra è sistemata all'interno dell'abitazione, e pertanto è denominata *unità interna*; quest'ultima provvede a ricevere i canali TV trasmessi dal satellite, già però convertiti in una frequenza intermedia dall'unità esterna rielaborandoli e sommandoli a quelli terrestri forniti dall'impianto d'antenna esistente (che può essere centralizzato oppure no).

Il collegamento tra l'unità esterna e l'unità interna è realizzato mediante cavo coassiale.

Dal punto di vista prettamente impiantistico, il sistema di ricezione TV da satellite può essere suddiviso in due categorie:

1) sistemi di ricezione per utenza individuale

2) sistemi di ricezione per utenze collettive.

Viene definita utenza *individuale* quella in cui i canali a prima frequenza intermedia (F.I.) (e cioè quelli in uscita dall'unità esterna) vengono convertiti e demodulati *uno per volta*. Si definisce invece utenza *collettiva* quella nella quale tutti i canali a prima frequenza intermedia (F.I.) vengono convertiti e demodulati *tutti contemporaneamente*.

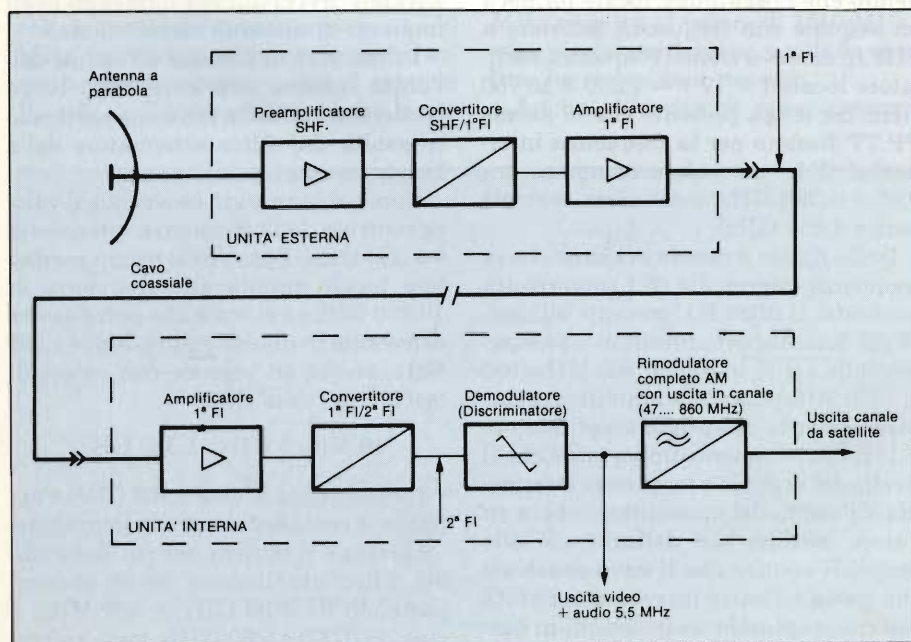



Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di un sistema di ricezione TV da satellite comprendente l'unità esterna e l'unità interna.

A - Sistema di ricezione TV da satellite per utenza individuale

Lo schema a blocchi funzionale di questo tipo di ricezione è riportato nella *figura 2*. Il ricevitore prevede la ricezione di tutti i canali assegnati alla TV da satellite compresi, com'è noto, tra 11,7 e 12,5 GHz; il valore centrale della frequenza SHF in arrivo sarà pertanto 12,1 GHz.

1) *Unità esterna*

Nell'unità esterna, il segnale SHF proveniente dal satellite viene concentrato dalla parabola nel suo fuoco; qui viene captato da un illuminatore del tipo a flangia corrugata e inviato tramite una guida d'onda circolare al preamplificatore SHF. Prima però il segnale deve passare attraverso un polarizzatore che provvederà a trasformare la polarizzazione circolare (destra o sinistra) in una polarizzazione lineare allo scopo di poter applicare il segnale

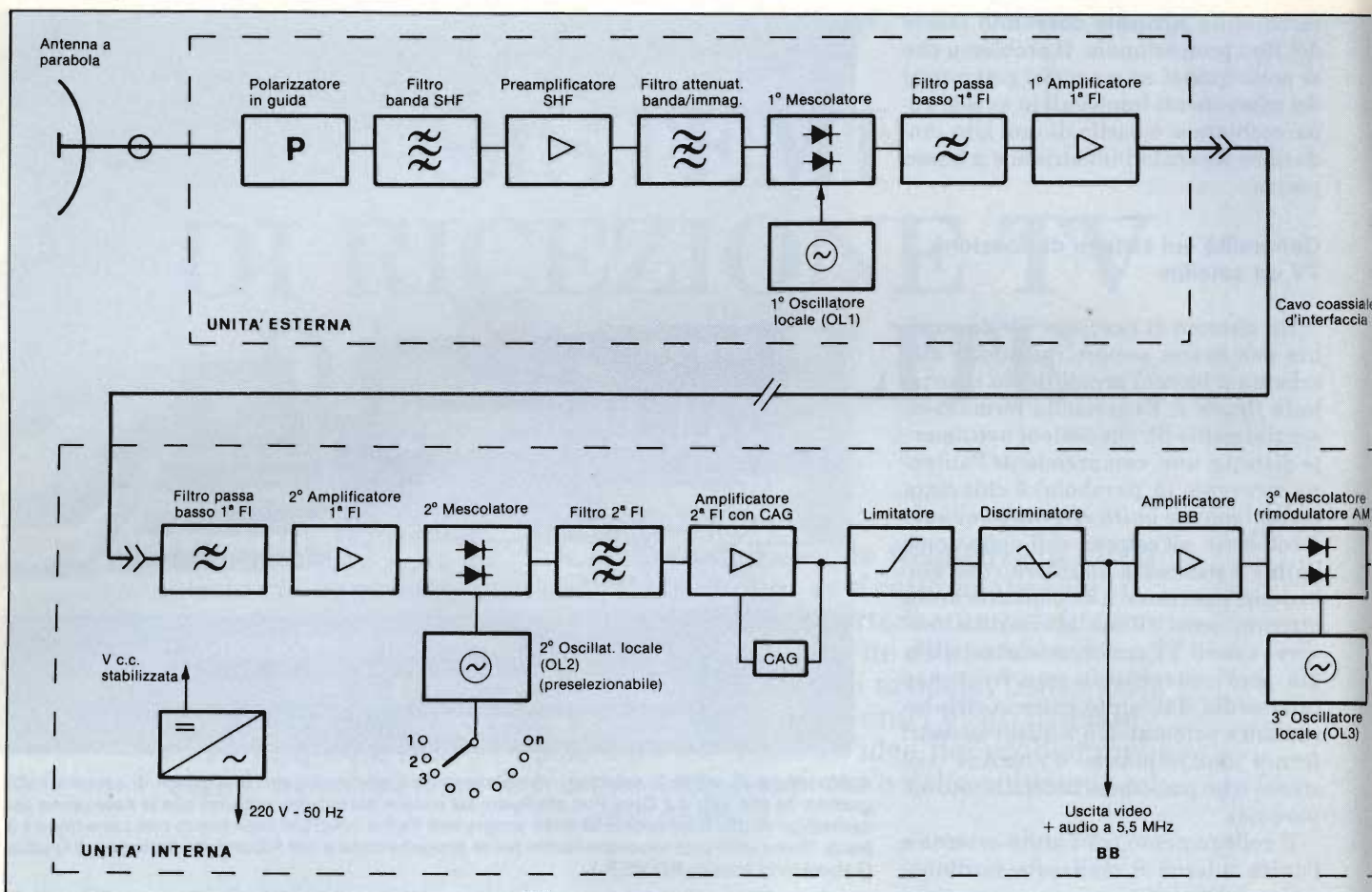



Fig. 2 - Schema a blocchi funzionale di un sistema di ricezione TV da satellite per utenza individuale.

al filtro SHF e alle successive sezioni.

Il filtro di banda SHF con la sua larghezza di 800 MHz (e cioè da 11,7 a 12,5 GHz) provvede a bloccare eventuali segnali indesiderati ricevuti e giacenti fuori della banda desiderata. (Esiste anche una soluzione che prevede l'impiego di un filtro con larghezza di banda di 400 MHz).

All'uscita del preamplificatore SHF troviamo un filtro attenuatore della banda immagine ed infine il primo stadio mescolatore. Quest'ultimo riceve un segnale SHF fisso, prodotto dall'oscillatore locale (OL1), oltre ovviamente, il segnale proveniente dal satellite. All'uscita di questo mescolatore saranno presenti i seguenti segnali:

a) un segnale risultante dalla somma di 12,1 GHz più il segnale dell'oscillatore locale 1 (frequenza immagine);

b) un secondo segnale con frequenza di 12,1 GHz meno il segnale dell'oscillatore locale 1;

c) il segnale del solo oscillatore locale 1;

d) il segnale a 12,1 GHz.

Siccome il mescolatore è del tipo bilanciato, il segnale dell'oscillatore locale 1, sarà presente all'uscita con un livello estremamente ridotto. Supponendo che l'oscillatore locale fornisca un segnale con frequenza inferiore a SHF in arrivo avremo: frequenza oscillatore locale 1 = 12,1 — 1,350 = 10.750 GHz. (Si tenga presente che le norme PP.TT fissano per la frequenza intermedia (F.I.) un valore compreso tra 0,95 e 1.750 GHz con valore centrale pari a 1,350 GHz).

Dalla *figura 3* risulta evidente che la frequenza intermedia (F.I.) non risulta invertita. Il filtro F.I. presente all'uscita del mescolatore, consente il passaggio della solita banda di 800 MHz (950 ... 1750 MHz) che viene amplificata successivamente dal primo amplificatore F.I. È estremamente importante che il livello del segnale a frequenza intermedia all'uscita del mescolatore abbia un valore minimo ben definito; ciò allo scopo di evitare che il cavo coassiale che collega l'unità interna con l'unità esterna, captando trasmissioni in questa banda, possa eventualmente introdurre fenomeni di interferenza.

Date le frequenze e i livelli di segnale in gioco, è del tutto ovvio che questo cavo di collegamento dovrà possedere caratteristiche di schermatura ben definite e superiori a quelle possedute dai normali cavi di discesa impiegati negli impianti di antenna convenzionali.

Prima però di passare all'esame dell'unità interna non sarà fuori luogo rendersi conto della funzione particolare svolta dal filtro attenuatore della banda immagine.

Come abbiamo già osservato, il valore centrale della frequenza intermedia è 1,350 GHz. Dato che il primo oscillatore locale, oscilla alla frequenza di 10,750 GHz è evidente che potrà essere convertito in questo valore, e cioè 1,350 GHz, anche un segnale con valore di 9,400 GHz, dato che:

$$10,750 - 9,400 = 1,350 \text{ GHz}$$

e questo valore (e cioè 9,400 GHz) è appunto il cosiddetto segnale immagine.

Questo è il motivo per cui la banda del filtro attenuatore dovrà operare partendo da 9,00 GHz ± 400 MHz, e cioè, da 9.000 a 9.800 GHz come appunto indicato in *figura 3*.

2) Unità interna

prove sperimentali 35 metri di cavo RG 214/U-1 che presentava un'attenuazione di soli 10 dB.

Questo segnale a frequenza intermedia dopo aver attraversato un secondo filtro F.I., perviene ad un secondo amplificatore.

A questo punto, il segnale della prima frequenza intermedia, prodotto dall'unità esterna, viene ulteriormente convertito in un secondo valore di frequenza intermedia grazie ad un secondo oscillatore locale (OL2) e al relativo mescolatore.

Supponiamo di aver scelto per questa seconda frequenza intermedia il valore di 140 MHz. Avendo il centro banda della prima frequenza intermedia come abbiamo già visto, il valore di 1350 MHz, per avere una seconda frequenza intermedia con valore di 140 MHz, occorrerà che il secondo oscillatore locale, lavori ad una frequenza di 1210 MHz. Ovviamente, la frequenza di questo secondo oscillatore locale dovrà poter variare in più o in meno 400 MHz rispetto al valore di 1210 MHz a seconda del particolare canale da satellite che si desidera ricevere.

Anche all'uscita di questo secondo mescolatore troviamo un filtro che provvede ad eliminare i prodotti di modulazione indesiderati. Questo filtro dovrà ovviamente possedere una larghezza di banda pari alla larghezza del canale SHF e cioè 27 MHz.

Il secondo oscillatore locale dovrà poter variare (il valore della sua frequenza di oscillazione come già detto, per il semplice fatto che molto probabilmente nell'Italia del Nord sarà possibile ricevere varie decine di canali TV. Si pensi, per esempio, ai 4 satelliti geostazionari (I-D-CH-A); e cioè ai satelliti messi in orbita dall'Italia, dalla Germania, dalla Svizzera e dall'Austria aventi la stessa polarizzazione (sinistrorsa) e si aggiunga a questi satelliti altri 4 satelliti con polarizzazione destrorsa provenienti dalla stessa longitudine; il totale dei canali ricevuti sarebbe in questo caso 8 x 5 = 40.

Ovviamente, occorre che, una volta fissato il valore della frequenza di oscillazione di questo secondo oscillatore, questo risulti stabile nel tempo. Per la stabilizzazione dell'oscillatore locale si può ricorrere a un classico circuito PPL (Phased Locked Loop), il quale tramite un quarzo di riferimento

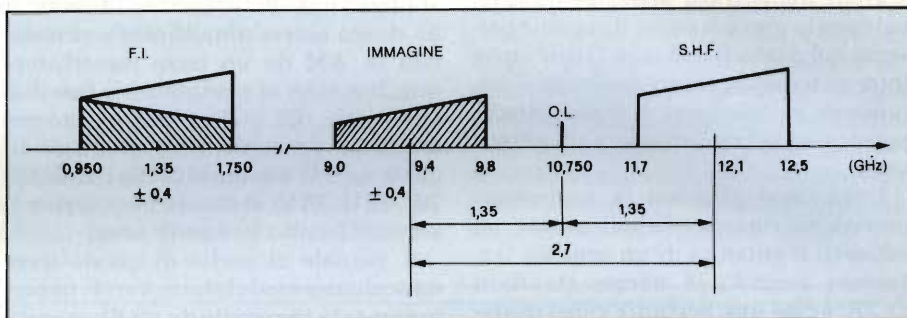
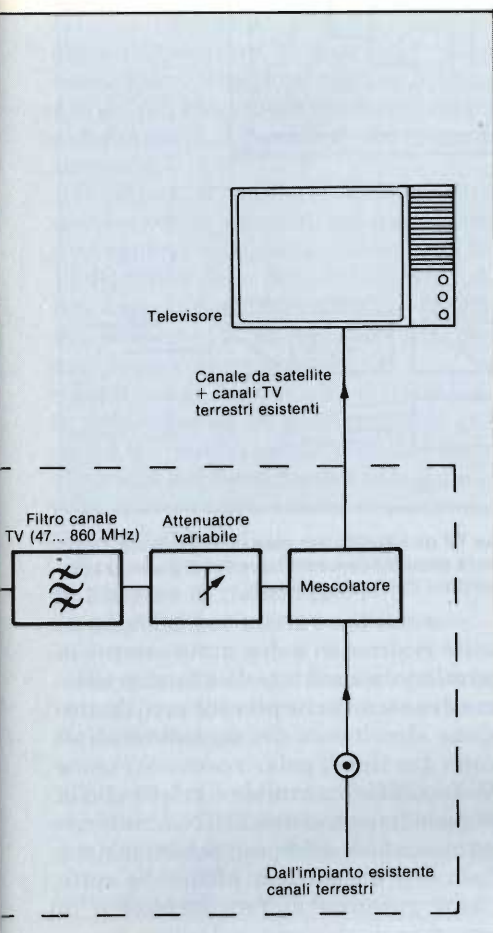



Fig. 3 - Valori di frequenze relativi alla banda SHF, e all'oscillatore locale per mettere in evidenza la collocazione rispettivamente della frequenza immagine e di quella della frequenza intermedia.

Il segnale a frequenza intermedia (F.I.) che, come abbiamo visto, possiede una banda passante compresa tra 0,95 e 1,750 GHz, raggiunge l'unità interna a mezzo di un cavo coassiale (*figura 2*) che, a queste frequenze, e cioè a 1,750 MHz, attenua considerevolmente il segnale che trasporta e cioè il segnale F.I.; *RO.VE.R* ha utilizzato per le sue

Fig. 4 (a) - Schema di ricezione TV da satellite mediante televisore convenzionale e unità interna. (b) mediante distribuzione del segnale a frequenza intermedia.

e un sistema di divisione di frequenza programmabile con passo di 19,18 MHz, sarà in grado di fornire il valore di frequenza desiderato con una stabilità praticamente uguale a quella del quarzo.

Il segnale a 140 MHz di questa seconda frequenza intermedia in uscita dal filtro verrà amplificato da uno stadio amplificatore provvisto di CAG, seguito, a sua volta, da uno stadio limitatore, ed infine da un discriminatore del tipo TRAVIS.

Il segnale d'uscita da questo descriminatore non sarà altro che un segnale in banda base (BB), costituito cioè da un segnale video più una sottoportante audio a 5,5 MHz.

Negli attuali televisori non è previsto un ingresso per un segnale in banda base (e cioè, segnale video completo più segnale audio a 5,5 MHz); comunque, nel caso lo prevedessero, il segnale presente nel punto BB (*figura 2*) dell'unità interna potrebbe essere applicato direttamente al televisore e consentire di potere osservare l'immagine e udire i suoni.

I televisori esistenti in commercio prevedono invece l'applicazione ai morsetti d'antenna di un segnale trasmesso secondo le norme standard CCIR, e cioè una portante video modulata in AM dal segnale video, ed una portante audio distante 5,5 MHz da quest'ultima, modulata in frequenza dal segnale audio. Di conseguenza, per soddisfare a queste esigenze, il segnale in banda base fornito dall'unità interna dovrà essere amplificato e rimodulato in AM da un terzo mescolatore (con funzione di modulatore); l'oscillatore locale, (OL3) che pilota questo mescolatore permetterà di scegliere in quale canale standard (delle bande BI, BII, BIII, BIV) si desideri convertire il segnale fornito in banda base.

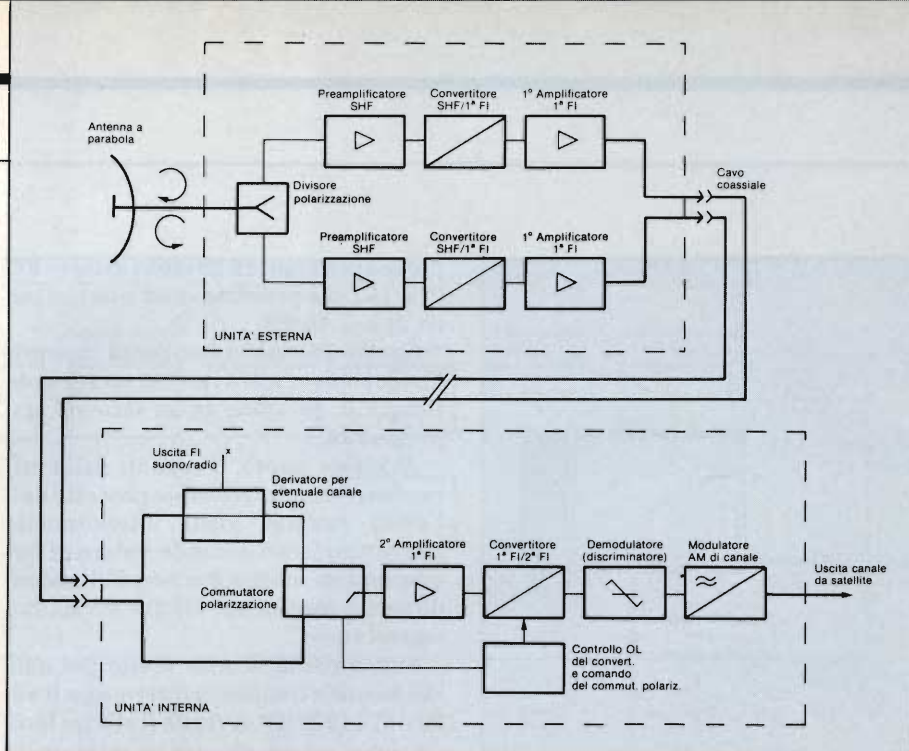



Fig. 5 - Schema a blocchi di un sistema di ricezione TV da satellite per utenza individuale. Dopo l'antenna parabolica, un divisore provvede ad estrarre simultaneamente i due tipi di polarizzazione inviando i relativi segnali alle due successive sezioni dell'unità esterna.

Il segnale di uscita di questo terzo mescolatore-modulatore verrà opportunamente sagomato da un filtro vestigiale e regolato in livello a mezzo di un attenuatore. Dopodichè, verrà inviato in un miscelatore d'antenna standard al quale perverranno anche i canali terrestri dell'impianto d'antenna esistente.

Configurazione pratica del sistema di ricezione

Nel caso di impianto di ricezione TV da satellite, la configurazione tipica è quella illustrata nella *figura 4a*. In questo caso, il segnale proveniente dall'impianto di antenna per la ricezione dei canali terrestri, verrà applicato all'unità interna che provvederà a mescolarlo con il segnale dei canali TV trasmessi dal satellite; il tutto potrà essere successivamente applicato ai morsetti di antenna del televisore.

In un prossimo futuro però, se si affermerà la distribuzione del pacco dei canali satelliti con F.I. (950 ÷ 1750 MHz), la configurazione non sarà più quella di *figura 4a* ma diventerà quella della *figura 4b* dove possiamo vedere l'impiego di un televisore equipaggiato con "tuner-satellite".

In un impianto singolo, il problema della ricezione *contemporanea* di segnali aventi polarizzazione differente (destrorsa e sinistrorsa) può essere risolto ricorrendo a due unità esterne in parallelo, alimentate da un unico sistema di antenna che prevede però l'estrazione simultanea dei segnali irradiati con i due tipi di polarizzazione (*Figura 5*). La tendenza attuale è infatti quella di escludere un sistema di commutazione meccanica del tipo di polarizzazione dato che questo non offrirebbe sufficienti garanzie di funzionamento in presenza di ghiaccio, salsedine ecc.

In *Figura 5* è riportato lo schema a blocchi semplificato di un sistema di ricezione da satellite nel quale mediante due unità esterne è possibile mediante divisore di polarizzazione, ricevere contemporaneamente segnali aventi le due polarizzazioni.

Il sistema vale per ricezione individuale. In questo caso, l'unità interna, a seconda del canale selezionato agirà automaticamente sul commutatore d'ingresso, scegliendo uno dei due valori di frequenza intermedia, e in definitiva, il segnale desiderato e la relativa polarizzazione.

Nel caso uno dei canali fosse destinato a trasmissioni audio per impieghi vari, detto pacchetto potrà essere estratto separatamente sotto forma di canali FM audio nella banda 108,9 ... 117,1 MHz. Ciò potrà essere effettuato con un sistema di amplificazione e relativa conversione, collegato al punto X del derivatore della *Figura 5*, e denominato unità di conversione audio/radio. Il segnale di uscita (113 MHz ± 4,1 MHz) potrà essere inviato ad un eventuale decodificatore.

Per questo tipo di stazione ricevente individuale è indispensabile un fattore di merito G/T di almeno 6 dB/K. Il fattore di merito G/T di una stazione ci dà una idea immediata di come l'anten-

Particolare di una misura di risposta fase-ampiezza rispetto alla frequenza in un amplificatore UHF selettivo (Laboratorio misure RO-.VE.R.).

na ed il rumore del sistema (espresso come temperatura di rumore in °K) si comportano rispetto al segnale SHF in arrivo; più elevato è questo rapporto e più elevata è la "qualità" del sistema ricevente.

Il fattore di merito G/T deve avere questo valore minimo per assicurare un rapporto segnale/disturbo C/N di 14 dB prima della demodulazione; questo, dopo la demodulazione, diventerà un rapporto video segnale/disturbo non pesato pari a circa 33 dB.

Il fattore di merito G/T è direttamente proporzionale al guadagno dell'antenna ed inversamente proporzionale al rumore del sistema ricevente (rumore di antenna più rumore del sistema propriamente detto).

B) Sistema di ricezione TV da satellite per utenze collettive

Rispetto al sistema di ricezione individuale, quello collettivo presenta queste differenze:

1) il fattore di merito G/T deve essere almeno 14 dB/K, valore questo suggerito dal Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni allo scopo di avere un sistema compatibile con quelli a norme CEI riguardanti gli impianti centralizzati. Ciò comporta l'impiego di parabole con un diametro dell'ordine di 180 cm, che però non deve in ogni caso superare 3,3 metri.

2) Occorre che l'impianto fornisca cinque o più canali TV da satellite *contemporaneamente* i quali dovranno essere integrati nella rete di distribuzione pre esistente con quelli terrestri.

1) *Unità esterna*

L'unità esterna di un sistema di ricezione per utenze collettive è fondamentalmente identica a quella per ricezione individuale salvo, come già detto, avere un valore G/T più elevato, ottenuto in linea di principio, maggiorando il diametro della parabola.

2) *Unità interna*

Lo schema a blocchi dell'unià interna per sistemi di ricezione TV per utenze collettive è riportato in *Figura 7*. In questo caso, il secondo amplificatore del segnale della prima frequenza intermedia proveniente dall'unità esterna è chiamato ad assolvere il compito, di riportare ad un certo livello il segnale della prima frequenza intermedia, attenuato dal cavo esterno di discesa; il livello di questo segnale dovrà inoltre essere tale da compensare le perdite introdotte dal successivo divisore ad n vie che ripartisce questo segnale alle varie unità interne (n).

Ciascuna unità interna del sistema di ricezione collettivo sarà fondamentalmente identica a quella impiegata per la ricezione individuale: la differenza tra l'una e l'altra unità interna consisterà soltanto nel differente valore di frequenza da assegnare al secondo oscillatore locale (OL2), valore che sarà fisso e che dipenderà per ciascuna unità, dal particolare canale del satellite che si desidera convertire nella seconda frequenza intermedia, e cioè 140 MHz. Anche il valore di frequenza del terzo oscillatore locale (OL3), e cioè quello del rimodulatore AM, sarà differente per ciascuna unità interna; questo valore sarà scelto in funzione della canalizzazione TV terrestre esistente nella rete di distribuzione MATV.

Fig. 6 - Schema a blocchi dell'unità di conversione audio/radio. Il segnale d'ingresso di questa unità è prelevato dal punto x di figura 5.

Norme per la corretta installazione dell'unità esterna

I problemi più rilevanti che dovrà affrontare l'installatore di un impianto di ricezione TV da satellite sia individuale che collettivo saranno di natura prevalentemente meccanica, legati ovviamente all'unità esterna. Tutti gli elementi di quest'ultima, incluso il dispositivo di blocco e di orientamento, dovranno essere fatti di materiali resistenti agli agenti atmosferici, alle corrosioni dovute ad atmosfere salmastre ecc.

I materiali da impiegare saranno fondamentalmente, alluminio anodizzato, acciaio galvanizzato a fuoco, viti in acciaio inossidabile ecc. La robustezza del tutto dovrà essere tale da superare le prove stabilite dal Ministero PP.TT. in modö che l'unità sia in grado di resistere a venti ad elevata velocità senza subire deformazioni parmanenti.

Le varie possibilità di installazione dell'unità al suolo, sui balconi e sulle terrazze, in corrispondenza dell'ossatura di tetti spioventi o a padiglione, sul fianco di pareti mediante opere meccaniche a sbalzo ecc., dovranno sempre rispettare le norme di sicurezza meccanica alle quali abbiamo sopra accennato, e permettere nello stesso tempo una facile e sicura regolazione dell'azimut (spostamento in senso orizzontale).

In proposito occorre tener presente che i differenti valori di azimut dipendono dalla posizione geografica del luogo dove viene installato l'impianto (longitudine), e che in ogni caso, l'angolo di azimut dovrà poter oscillare tra 218° e 226° (regolazione grossolana pari a ± 10° riferiti al nord geografico e

Antenna a parabola
Preamplificatori SHF
Convertitore SHF/1ª FI
Amplificatore 1ª FI
UNITA' ESTERNA
Cavo coassiale
Filtro canale (BW=27 MHz)
Amplificatore FI (BW=27 MHz)
Convertitore 1ª FI/2ª FI
Demodulatore (discriminatore)
Modulatore AM in canale TV
Amplif. canale a livello regol.
Amplificatore 1ª FI e pilota
Divisore per n
UNITA' INTERNA

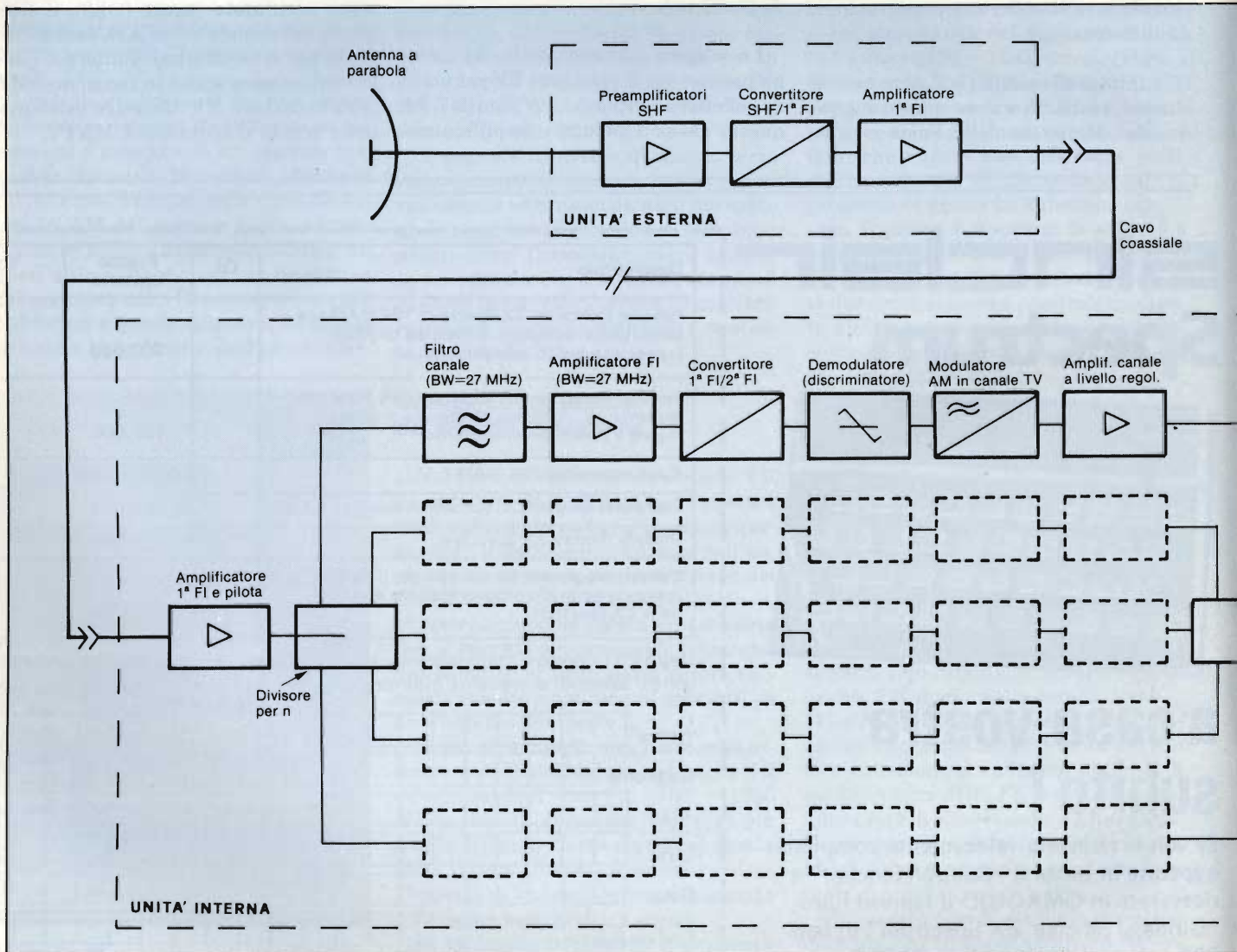



Fig. 7 - Schema a blocchi semplificato di un sistema di ricezione TV da satellite per utenze collettive. L'unità interna ed esterna sono fondamentalmente identiche a quelle per utenza individuale. L'unità interna risulta in realtà formata da più unità che differiscono tra loro solo per il differente valore di frequenza dell'oscillatore locale (OL2), il cui valore dipenderà dal particolare canale che si desidera convertire sulla F.I. di 140 MHz.

con i gradi considerati positivi in senso orario).

La regolazione fine dovrà potersi effettuare con una precisione di ± 0,1°. Naturalmente, occorrerà verificare che non esistano ostacoli di nessun genere (caseggiati, piante, ecc.). Per la messa a punto dell'elevazione (e cioè della regolazione zenithale), il valore dovrà oscillare tra 28° e 37° per tener conto della latitudine delle località estreme (Bolzano ... Pantelleria). Come valore medio di puntamento si potrà assumere 32,5° con i soliti ± 10° di regolazione grossolana e con possibilità di regolazione fine di ± 0,1°. Si tenga presente che un buon puntamento della parabola in direzione del satellite richiede una precisione superiore a 1/2 grado.

Bisogna dire che anche attualmente, quando si tratta di installare un'antenna TV per ricezione terrestre, l'installatore deve tener conto dei tre parametri

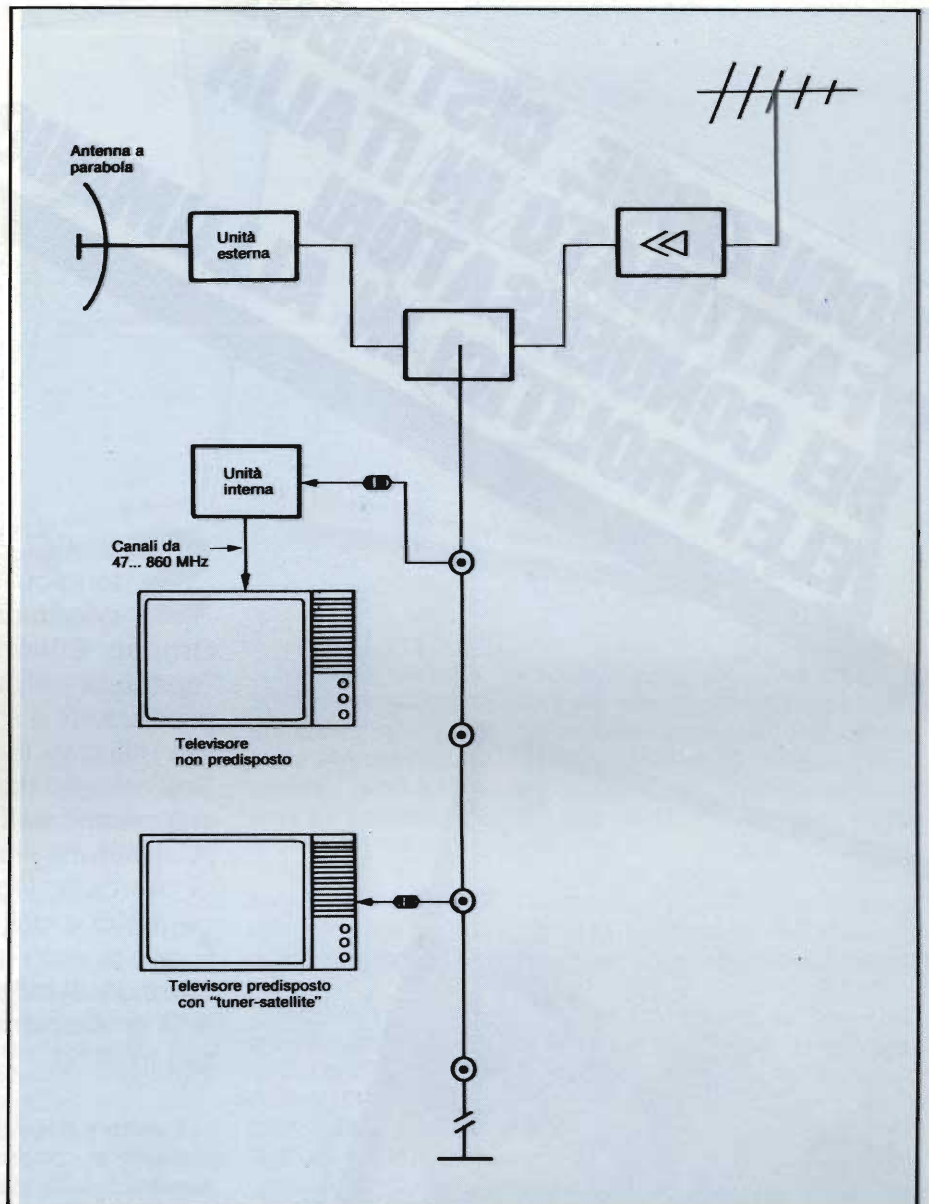
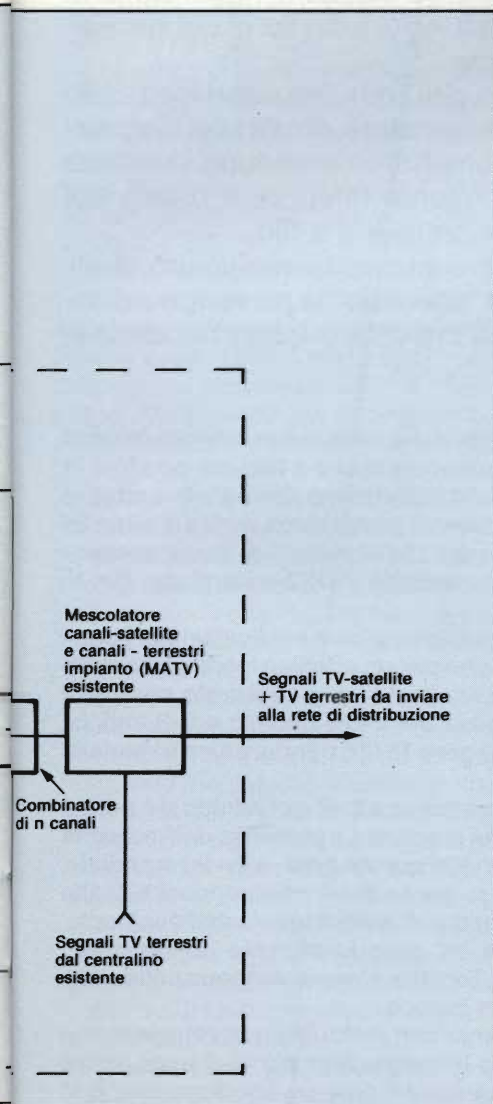



Fig. 8 - Sistema di ricezione TV da satellite mediante rete di distribuzione in F.I. (950 ÷ 1750 MHz).

a cui abbiamo accennato sopra e cioè: alla polarizzazione (verticale o orizzontale), all'angolo azimuthale (spostamento in senso orizzontale) e all'angolo di elevazione (spostamento in senso verticale), quando è richiesto. È bene però che l'installatore sappia fin da ora come nel caso di installazione di una unità esterna per la ricezione di trasmissioni TV da satellite, le tolleranze, dei suddetti parametri sono molto più strette.

Questa maggiore criticità costringerà l'installatore ad impiegare una strumentazione più sofisticata e a possedere una conoscenza di base di questi sistemi abbastanza chiara e approfondita.

Questa rivista, in collaborazione con i tecnici della RO.VE.R., un'azienda specializzata su questi sistemi di ricezione, s'impegna fin da ora a tenere aggiornati i suoi lettori su questo argomento che certamente tra non molto diventerà di grande attualità.

■

PRODUZIONE, DISTRIBUZIONE E FATTURATO IN ITALIA DEI CONDENSATORI ELETTROLITICI IN ALLUMINIO

Su l'ELETTRONICA, il quindicinale tecnico-economico di componentistica, informatica e telecomunicazioni, edito dal Gruppo Editoriale Jackson, è comparso uno "speciale", a cura di R. Mazzoni, riguardante la produzione e il fatturato di tutti i tipi di condensatori utilizzati in Italia.
Dall'articolo risulta che i condensatori elettrolitici (presenti nell'alimentatore di tutti i tipi di apparecchiature elettroniche) si prendono una fetta di mercato, leggermente inferiore a quella dei ceramici e dei condensatori a film.
È per questo motivo che abbiamo voluto stralciare dal suddetto "speciale" la parte riguardante la produzione e il mercato di questi condensatori in Italia.

Alcuni tipi di elettrolitici prodotti dalla ditta giapponese TOWA, e distribuiti in Italia dalla Redist, una divisione della G.B.C. che tratta componenti attivi e passivi.

Il settore degli elettrolitici è inferiore in numero di unità vendute ai condensatori ceramici e a film, ma non lo è in termini di fatturato. Nel 1982 si stima siano stati venduti in Italia dai 120 ai 150 milioni di pezzi per un valore di circa 25 miliardi di lire, a fronte dei 10/12 miliardi di lire rappresentati dalla fascia dei ceramici e 20/22 miliardi dei film in miniatura.

Sia a causa della forte recessione verificatasi per i condensatori al tantalio, che per un effettivo incremento della loro diffusione, gli elettrolitici hanno registrato durante il 1982, in Italia, un'ascesa del 4-5% rispetto a 2-3 anni fa, era uso comune impiegare 15/16 condensatori al tantalio per ogni TV color.

Questo numero è ora sceso a 3 e l'elettrolitico si è potuto assicurare spazi prima preclusi. La presenza dell'industria nipponica è molto forte in questa area, a livello mondiale, ed il Giappone è ora in grado di offrire componenti di alta qualità, precedentemente di solo dominio dell'occidente. La stessa ITT vende col proprio marchio condensatori prodotti da fabbriche Toshiba, che poi vengono collaudati, a campioni, da ITT in Europa.

In passato il condensatore elettrolitico in alluminio non poteva essere tenuto in magazzino più di 6 mesi senza dover essere poi, rigenerato. Ora un condensatore può restare inutilizzato per cinque anni, senza conseguenze significative e le correnti di fuga proprie del dielettrico (ossido di alluminio) sono state ridotte.

Fig. 1 - Mercato italiano dei condensatori in miliardi di lire.

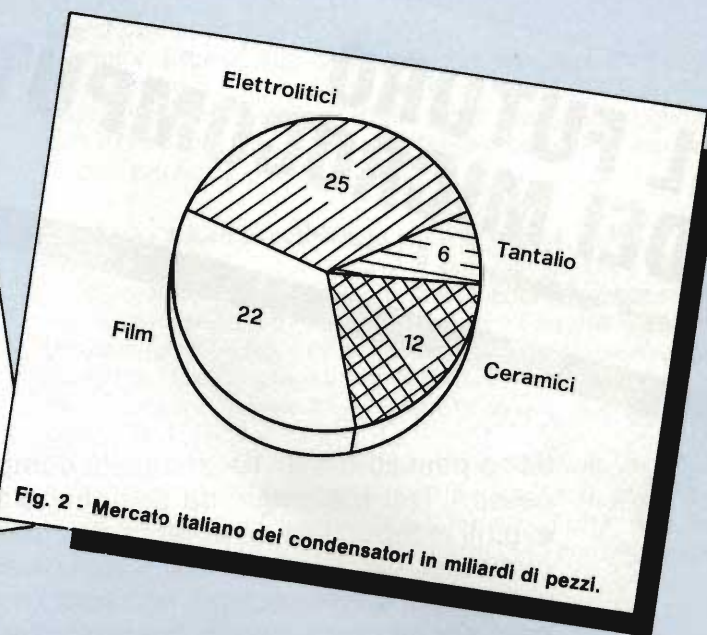



Fig. 2 - Mercato italiano dei condensatori in miliardi di pezzi.

Fortunatamente, il nostro Paese suggerisce in misura considerevole al proprio fabbisogno di elettrolitici, contando su tre industrie nazionali.

La prima di queste è la Ducati Sud o Ducati Componenti che produce elettrolitici in miniatura nello stabilimento di Bologna. Augusto Casagni, direttore commerciale della società, dichiara di rappresentare l'unica industria europea che produca componenti così piccoli, simili a quelli offerti dalla concorrenza giapponese. (Il diametro più piccolo è d 0,5 mm). La fabbrica bolognese riesce a tener testa all'industria nipponica, assicurandosi la maggior parte del mercato nazionale. Per fare questo Ducati ha scelto di costruire componenti di buona qualità a prezzi molto bassi. Oltre a ciò lo stabilimento realizza elettrolitici di potenza, con tensioni fino a 450 V, da usarsi in alternativa al film plastico per l'avviamento di motori.

Itelcond è la seconda azienda italiana presente nel settore. La società ha il suo stabilimento a Bareggio (MI) ed è nata nel 1977, dopo la dissoluzione della Sprague Creas. Da allora ha prodotto unicamente elettrolitici di alta capacità per applicazioni professionali. Luigi De Marinis, dirigente della Itelcond, ha giustificato questa scelta come l'unico modo che l'azienda aveva per sottrarsi alla concorrenza giapponese, forte negli elettrolitici in miniatura, ma non in quelli ad alta capacità. Itelcond rivendica il ruolo di industria leader nel settore professionale elettrolitico italiano, settore che ha un volume di affari intorno ai 3-4 miliardi di lire; De Marinis afferma di rappresentare il 45% di questo mercato. I concorrenti più rilevanti della Itelcond sono: Ducati, Siemens, Roedenstein e Frako.

Il terzo produttore nazionale di elettrolitici è Richmond che, nonostante il nome, è un'industria a capitale interamente italiano con lo stabilimento per la creazione degli elettrolitici insediato ad Arese. Richmond esiste dal 1970 ed in origine produceva solamente condensatori in film plastico (anche tramite ICEL di Varese) e resistenze.

Dal 1979 ha incrementato la propria attività acquistando gli impianti di Arese.

Alfredo Porro, della Richmond, considera che questo mercato continuerà ad essere interessante, benchè siano presenti i Giapponesi. La società, pur essendo molto giovane e relativamente piccola, afferma di godere di buona salute.

Nel mercato USA, i produttori principali sono: Sprague, Foreigh, Mepco (Philips) e Mallory. Le industrie europee sono Thomson CSF, Philips, Siemens ed ITT. Per il Giappone abbiamo ELNA, Nippon Chemical Condenser, Matsushita, Towa e Nichison. Ogni società nipponica menzionata ha un canale di distribuzione in Italia (a parte forse, solo la Nichison, la più piccola delle cinque).

Abbiamo scelto di intervistare Domenico Donati responsabile della ECC (Europe Chemical) rappresentante ufficiale per l'Europa Nippon Chemical e di altri importanti produttori giapponesi di componenti passivi per l'elettronica.

Nippon Chemical è uno dei più grandi, se non il più grande, complesso industriale nel mondo per la produzione di condensatori elettrolitici in alluminio. Questo colosso costruisce 250 milioni di condensatori al mese (con la produzione di una ventina di giorni potrebbe soddisfare il fabbisogno italiano per un anno).

In Italia la penetrazione Nippon Chemical è del 30% e la strategia dell'azienda è di attaccare il tantalio ovunque sia possibile sostituirlo, oltre a diffondere l'elettrolitico in aree nuove; tuttavia Donati lamenta una diminuzione dei consumi di condensatori, in generale.

Tantalio ed alluminio sono particolarmente impiegati nell'industria civile e, nel 1982, diverse aziende attive nei "brown goods" hanno vissuto periodi difficili. Le previsioni, a parere di Donati, sono di un trend stabile per il 1983, ma molto dipenderà dalla sorte degli OEM a cui componenti sono indirizzati.

Gli elettrolitici della TOWA sono distribuiti dalla Redist che si trova a confronto sul mercato italiano, con ECC-Nippon Chemical ed ELNA (Melchioni).

Agostino Navarra della Redist si è dimostrato soddisfatto di come si è concluso il 1982. La sua società è arrivata ad essere il secondo distributore in Italia, in termini di unità vendute sul mercato degli elettrolitici in alluminio. In parte ha beneficiato del calo subito dal tantalio a goccia ed in parte ha sfruttato le grandi capacità produttive della casa giapponese che riesce a costruire dai 600 agli 800 milioni di pezzi l'anno.

I componenti per uso consumer sono realizzati in Corea o altri paesi orientali; mentre i condensatori professionali vengono solo fabbricati in Giappone. ■

IL FUTURO DEI MICROCOMPUTER

ing. P. von Bechen ing. E. Di Lorenzo

Sono passati ormai 10 anni dalla comparsa sul mercato dei primi microprocessori. Nel frattempo, da semplici elementi di controllo, i "micro" si sono evoluti in modo tale da poter competere in potenza con unità centrali di grossi computer. Gli ultimi anni sono stati caratterizzati da una vertiginosa velocità di sviluppo in questo campo, non solo: i nuovi prodotti hanno iniziato a rivoluzionare anche campi che fin'ora neanche lontanamente avevano a che fare con l'elettronica. Questo articolo fa una rassegna di quello che ci aspetterà nei prossimi anni, e cercherà di dimostrare che alla odierna fase di rivoluzione ne seguirà una di evoluzione.

Fig. 1 - La CPU a 16 bit 80186 possiede su un singolo chip una serie di gruppi funzionali periferici che rendono superflua l'aggiunta di ulteriori circuiti integrati di supporto (DMA-controller, unità di interfaccia-bus, Interrupt-controller, Timer, ecc.): per configurare un sistema completo è necessaria solo l'aggiunta della memoria. I vantaggi che ne conseguono sono evidenti: maggiore affidabilità e soprattutto minor costo. Si pronostica che un computer configurato con questa CPU costerà meno di un odierno computer a 8 bit.

Nei prossimi anni due cose saranno certe:
1) Non esisterà alcun campo di attività umana che non verrà modificato o perlomeno "toccato" dall'elettronica.
2) Non vi sarà alcun prodotto industriale che non lavorerà con un microprocessore o che non necessiterà di un microprocessore per la sua produzione.
Il momento dell'introduzione del microprocessore in un campo specifico dipende da parecchi fattori: il più importante è quello economico, giacchè sia oggi che in futuro, un prodotto diventerà (e resterà concorrenziale se lo si potrà fabbricare con un alto livello di produttività e, pur presentando un maggiore confort rispetto a quello realizzato con la tecnica tradizionale, non costerà di più.

Che "aspetto" avranno i microcomputer del futuro?

Il componente 4004, fu il primo "computer su un chip", che nel "lontano" 1971 apparve sul mercato (1). Esso però non ha quasi più nulla in comune con gli attuali microprocessori se non il fatto di essere realizzato su una piastrina di silicio.

Dieci anni fa era semplicemente in possibile prevedere le enormi possibilità che avrebbero offerto i microprocessori.

L'elettronica si muove oggi verso un'era di evoluzione e le previsioni sul futuro sono più fattibili. Finora, per una determinata applicazione, era di importanza decisiva l'architettura di una CPU (Central Processing Unit), mentre questo particolare perde ora sempre più rilevanza rispetto al concetto di "sistema".

Anche il concetto di sistema si è evoluto: esso non significa più un raggruppamento di CPU, di componenti di memoria, di periferiche od altro che, assieme a determinati programmi, sia adatto all'applicazione voluta. "Sistema", oggi, è un concetto generale che implica un raggruppamento organico di hardware e software capace di eseguire in modo trasparente per l'utente, funzioni basate, a loro volta, su sequenze interne altamente complesse.

Fig. 2 - Il volume di vendita dimostra che già oggi i circuiti periferici di supporto "superano" in importanza le CPU. Questo trend è destinato ad aumentare, poichè vengono trasportate sempre più funzioni dalla CPU alla periferia.

Ciò ha il vantaggio che, in molti casi, oggi non occorre più pensare a contenuti di registri o a indirizzi di memoria, in quanto il problema viene risolto con l'aiuto di un linguaggio evoluto. Questo concetto è già stato realizzato nella forma di "micromainframe" (micro-unità di elaborazione centrale) iAPX 432 (2). Un'altra tendenza di sviluppo futuro si nota per esempio, nella CPU 80136, presentata recentemente (3).

Questa è suddivisa in blocchi funzionali in grado di eseguire operazioni che prima richiedevano la presenza di ulteriori componenti di supporto: il tutto è ora presente su un unico chip di silicio, e per il completamento del sistema, occorre aggiungere solamente la memoria.

CMOS: la tecnologia del futuro

I continui progressi nelle tecnologie di costruzione dei semiconduttori permettono oggi di integrare su un singolo chip un numero elevato di singole strutture. Si prevede che nel 1985 sarà possibile integrare su un singolo chip ben 500.000 elementi. Queste densità di "impacchettamento" creano problemi di riscaldamento del chip che possono essere risolti adottando la tecnologia CMOS che dissipa meno calore, ma è tuttora più lenta di quella NMOS. Lo sviluppo del CMOS dimostra d'altronde che i componenti costruiti con questa tecnologia avranno in comune con quelli odierni soltanto il nome: essi infatti lavoreranno in termini di tempo espressi in subnanosecondi, il che rappresenterà una seria concorrenza per i computer bit-slice, che lavorano prevalentemente in tecnologia molto maggiore, e che posseggono una dissipazione termica.

Più funzioni nei componenti periferici

L'interesse degli specialisti si concentra ancora oggi verso sviluppi spettacolari di unità centrali. È chiaro però che i componenti periferici assumeranno importanza sempre maggiore (*figura 2*). Anche la loro complessità supera ormai quella di una CPU.

Inoltre, il trend alla decentralizzazione, farà si che un tipico sistema non disporrà più di una sola CPU: diverrà standard il sistema a multiprocessore. Per questa ragione non è probabile che subentrino tanto presto CPU "normali" con più di 32 bit (4).

Anche in futuro prevarranno le CPU a 8 bit

Riferendoci al volume di mercato, il tipico microcomputer del prossimo futuro si baserà ancora su una CPU a 8 bit. Neppure i chip a 4 bit sono destinati a scomparire: essi verranno infatti impiegati in molti prodotti a largo consumo nelle versioni "single-chip" microcomputer per applicazioni consumer.

I sistemi a 16 e 32 bit verranno usati prevalentemente nelle applicazioni commerciali ed industriali: p. es. "word processing" (elaborazione testi), minicomputer. ecc. La loro potenza sarà certamente di parecchio superiore agli standards odierni.

Chip come componenti-sistema

Abbiamo già detto prima che in futuro, sarà il sistema al centro dell'attenzione e non il singolo elemento (o modulo) hardware o software. Non passerà molto tempo che i componenti di un dato sistema, oggi presentati in contenitori montati su diverse schede (p. es. processori per banche dati), verranno incorporati su un singolo chip. Questi "componenti" conterranno anche parecchio software "su silicio". Il sistema operativo, nucleo del 80130, costituisce in proposito un piccolo preambolo (5).

E per quanto concerne il software ...

Si può asserire con certezza che il software dei microcomputer subirà cambiamenti e sviluppi in maniera rilevante. Esiste tuttora ancora discrepanza notevole fra il livello raggiunto dalla tecnologia dei semiconduttori e quello della produzione di software complessa per "mi-

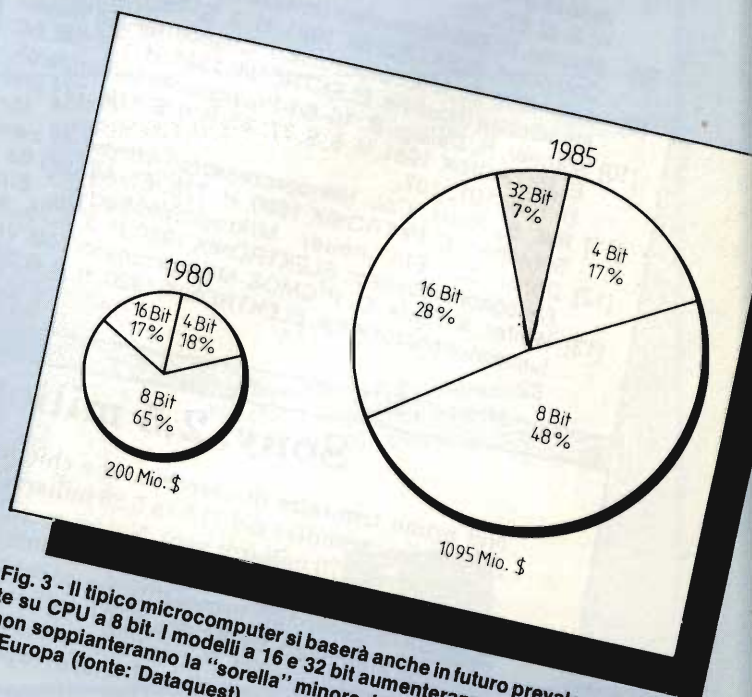



Fig. 3 - Il tipico microcomputer si baserà anche in futuro prevalentemente su CPU a 8 bit. I modelli a 16 e 32 bit aumenteranno d'importanza ma non soppianteranno la "sorella" minore. I valori riportati sono validi per l'Europa (fonte: Dataquest).

Fig. 4 - Microprocessori e componenti di periferia avranno molto probabilmente questo aspetto. Per i microprocessori il contenitore DIL apparterrà ben presto al passato, poichè qui, i percorsi dei segnali sono troppo lunghi per tempi di commutazione al di sotto del nanosecondo.

cro". Si incominciano però ad intravvedere gli inizi di un "sofware-engineering" sistematico; ci vorrà però indubbiamente ancora del tempo prima che le nozioni dell'informatica moderna possano essere acquisiti dai programmatori di microcomputer. Nel frattempo, molto tempo e denaro dovranno essere spessi per lo sviluppo di software non molto efficiente.

Un altro aspetto importante è la qualità del software. Qual'è il motivo per cui nei programmi esistono ancora molto spesso errori nonostante l'ampio e ripetuto "debugging"? Purtroppo, spesso, questi errori si fanno "vivi" nei momenti meno adatti, e cioè, quando la loro eliminazione è costosa. Attualmente molto tempo viene speso in interminabili e infruttuose discussioni tendenti a stabilire quale debba essere il migliore linguaggio di programmazione per microprocessori: sarebbe meglio usarlo per sviluppare un metodo di produzione di software esente da errori.

Le conseguenze

Le tecnologie, già oggi a disposizione, porteranno fra non molto alla realizzazione di "componenti-microcomputer" (se si possono ancora chiamare componenti questi sistemi integrati) i quali:
- eseguiranno funzioni ad alto grado di complessità in modo "invisibile" per l'utente;
- saranno in grado di controllare e "testare" se stessi ("fault tolerant system" = sistema tollerante guasti);
- disporranno verso l'esterno di interfacce soft e hardware "semplici" e trasparenti.

L'utente dovrà adeguarsi a queste novità. Il progettista dovrà sviluppare un modo di pensare "sistemistico", il che vuol dire: programmazione in linguaggi evoluti e lavoro a livello di sistema operativo. Non sarà necessario che egli sappia quale bit si trovi in un certo registro della CPU oppure quale processore in un sistema a multiprocessore, elabori una certa sequenza di programma in un dato momento.

È necessario cambiare il modo di progettare

Per ciò che riguarda questo nuovo sistema di affrontare i problemi caratteristici della tecnica del μC, siamo ancora agli inizi. Le soluzioni richieste saranno ancora ostacolate da mancanza di "mano d'opera" specialmente nel settore software. Anche in questo campo si intravvedono però miglioramenti (6) e ciò grazie all'introduzione di metodi di progettazione automatici.

Bibliografia

[1] *Bechen, P. v.*: 10 Jahre Mikroprozessor. ELEKTRONIK 1981, H. 20, S. 11 ... 12.
[2] *Geyer, I.*: 32 Bit Mikrocomputer besitzt neuartige Architektur, ELEKTRONIK 1981, H. 5, S. 59 ... 66.
[3] *Heinrich, P.*: Hohe Systemleistung auf einem Chip. ELEKTRONIK 1982, H. 11, S. 71 ... 75.
[4] *Bechen, P. v.*: Mehr Bits? Mehr MHz? Mehr-Prozessor-Technik! ELEKTRONIK 1982, H. 2, S. 3.
[5] *Bechen P. v.*: "Software in Silicon". ELEKTRONIK 1982, H. 1, S. 87 ... 93.
[6] *Schindler, M.*: Software-Werkzeuge bereiten den Weg zu besseren und billigeren Programmen. ELEKTRONIK-Sonderheft Nr. 53, S. 3 ... 9. Franzis-Verlag, Munchen 1981.
[7] *Preis W.*: Höhere Packungsdichte erhöht Computerzuverlässigkeit und geschwindigkeit. ELEKTRONIK 1981, H. 3, S. 67...70.
[8] *Mauthe, B.*: Betriebssystem unterstützt modernen 16-Bit-Computer. ELEKTRONIK 1981, H. 3, S. 73...80.
[9] *Lohmann, F.*: Mikroelektronik - Chance für die mittelständische Industrie. ELEKTRONIK 1981, H. 1, S. 59...66.
[10] *Männer, R., Deluigi, B.*: 16-Bit-Prozessoren im Vergleich. ELEKTRONIK 1981, H. 5, S. 77...83, H. 6, S. 119...124 und H. 7, S. 101...107.
[11] *Bal, S., Rada, Col.*: Mikroprozessoren verstehen zwei Sprachen. ELEKTRONIK 1980, H. 7, S. 61...63 und 69.
[12] *Dorn, L.*: Ein neuer Mikroprozessortyp: Ein-/Ausgabeprozessor. ELEKTRONIK 1980, H. 3, S. 75...80.
[13] *Winter, K. Rada, C.*: P²CMOS-Mikroprozessor löst Verlustleistungsprobleme. ELEKTRONIK 1980, H. 9, S. 57 ... 62.

Sony: 2,5 milioni di TVC quest'anno

Nel primo trimestre di esercizio, che chiuderà il 31 ottobre prossimo, la Sony ha visto gli utili netti consolidati scendere del 71% (a 5,98 miliardi di yen) mentre le vendite sono rimaste sui valori dell'anno prima (circa 273 miliardi yen). Nei tre mesi la Sony è però riuscita a vendere 510.000 videoregistratori e 610.000 televisori a colori, con incrementi rispettivamente del 14% e del 4% nei confronti all'analogo periodo dell'esercizio precedente. La società prevede quindi di poter raggiungere i target di vendita di 2,2 milioni di sistemi Betamax, di 2,5 milioni di TVC e di 3 milioni di apparecchi Walkman fissati per l'esercizio fiscale 1983. Per rivitalizzare le vendite, la Sony ha deciso il lancio di diversi prodotti nuovi fra cui un videoregistratore Beta dotato di capacità hi-fi, che sarà introdotto sul mercato nipponico durante la seconda metà dell'anno.

abbonarsi conviene

.. si risparmia fino al 30%

PROPOSTE	TARIFFE*
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 28.000** anzichè L. 35.500
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000
3) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000
4) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000
5) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 52.000** anzichè L. 64.000
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 54.000** anzichè L. 68.000
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 56.000** anzichè L. 71.000

PROPOSTE	TARIFFE*
8) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000
10) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 76.000** anzichè L. 97.000
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 80.000** anzichè L. 100.000
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 100.000** anzichè L. 133.000

ATTENZIONE

Per sottoscrivere abbonamento utilizzare il tagliando inserito in fondo alla rivista.

*** Per abbonamento annuo estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.**

Le riviste leader in elettronica

DIGITALSCOPE: ANALIZZATORE DI SEGNALI LOGICI A 16 LED

Harald Bichler

I normali analizzatori logici con soli due LED permettono esclusivamente il controllo dei segnali statici presenti in un circuito digitale. In questo articolo viene descritto un apparecchio, con il quale potranno essere analizzati segnali digitali, presentati lungo l'asse dei tempi, come avviene con l'oscilloscopio.

La *figura 1* mostra lo schema a blocchi semplificato dell'apparecchio: esso è analogo, nei suoi più importanti particolari, ad un analizzatore logico. Invece dello schermo dell'oscilloscopio, viene impiegata una serie di 16 LED per la rappresentazione del segnale logico. Ciascun LED rappresenta un determinato istante ed indica, accendendosi, che il segnale corrispondente a questo istante ha il livello logico "1".

Come "congelare" i bit

Per visualizzare il segnale, esso viene spinto continuamente, da sinistra verso destra, in un registro a scorrimento. Dalla sequenza seriale di bit viene ricavata una sequenza di parole, ciascuna formata da 16 bit in parallelo, che sono poi applicate all'ingresso di un registro di memoria. All'arrivo di un impulso di memorizzazione, la parola che si trovava agli ingressi viene fatta entrare nel registro. Potrà perciò essere eseguita un'"istantanea" dei segnali che continuano a percorrere il registro a scorrimento, che verrà visualizzata dai LED.

L'istante della "fotografia" è determinato dall'impulso e dal ritardo di trigger. Il ritardo potrebbe essere, per esempio, esattamente di sedici periodi di clock: il segnale d'ingresso è pervenuto, nell'istante della memorizzazione, all'estremità sinistra del registro a scorrimento. Il sedicesimo bit del registro ha il medesimo livello logico che aveva il segnale nell'istante dell'arrivo dell'impulso di trigger. I bit meno significativi contengono i livelli corrispondenti ai successivi istanti. Questa rappresentazione rassomiglia a quella ottenuta sullo schermo di un oscilloscopio.

Il ritardo non dovrà necessariamente ammontare a 16 periodi di clock: per esempio, con 8 periodi di clock, nella metà sinistra del registro rimane ancora il segnale che precedeva nel tempo l'impulso di trigger; nella metà destra del registro si trova invece il segnale che seguiva l'impulso di trigger. Se il ritardo è zero, viene rappresentata la sequenza di bit che precedeva l'istante di trigger; anche questa forma di rappresentazione è talvolta utile. Nella ricerca dei guasti, potranno essere osservate le cause e le conseguenze di un disturbo.

Clock
Registro a scorrimento da 16 bit
Ingresso segnale
2^{15} .... 2^{0}
Registro di memoria a 16 bit
Ritardo del trigger
Ingresso trigger
2^{15} .... 2^{0}
impulso di memorizzazione
Serie di LED

Fig. 1. Schema a blocchi del Digitalscope: l'apparechio funziona secondo il principio dell'analizzatore logico, ma per la visualizzazione viene impiegata una serie di LED.

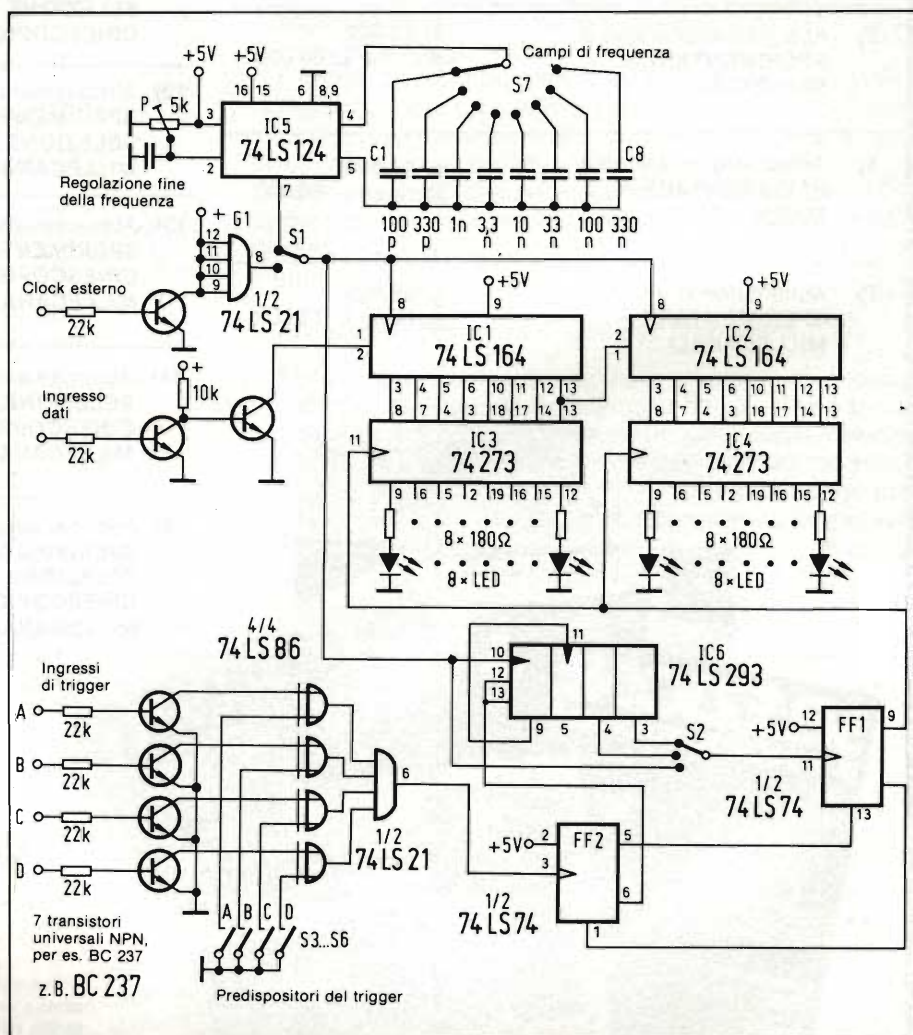



Fig. 2. Schema completo del Digitalscope. La tensione di alimentazione è di 5 V e l'alimentatore deve erogare 1 A.

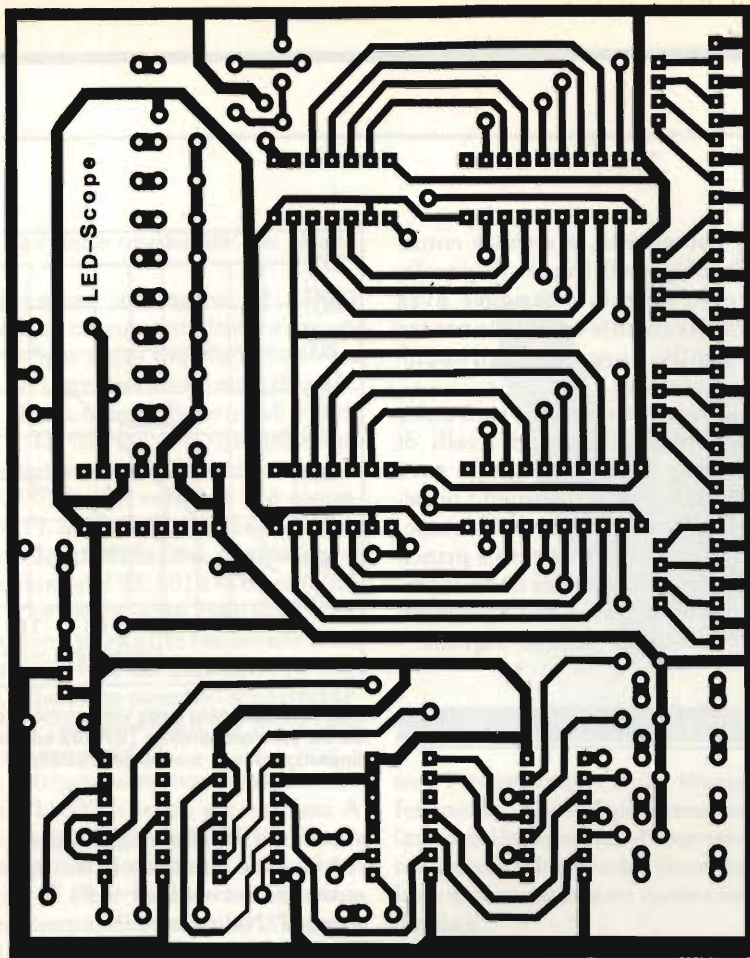



Fig. 3. Circuito stampato inciso su una sola faccia per il montaggio del circuito.

L'intero circuito è formato da 2 registri a scorrimento, uno per ogni gruppo di 8 bit

La *figura 2* mostra lo schema completo dell'apparecchio. Il registro a scorrimento da 16 bit è formato dal collegamento in serie di due registri a scorrimento da 8 bit (IC1 ed IC2). Le uscite in parallelo dei registri a scorrimento sono collegate ai due registri D da 8 bit (IC3 ed IC4). Le uscite di questi ultimi pilotano a loro volta i 16 LED; sarà opportuno montare LED con profilo rettangolare.

Il clock interno è generato dal VCO (IC5); il periodo di clock potrà essere grossolanamente regolato tra 1 μs e 3,3 ms mediante i condensatori C1...C8. Il potenziometro P permette una regolazione fine con rapporto 1:3. Tramite il buffer G1, è disponibile un ingresso di clock esterno.

Per il trigger sono previsti quattro ingressi; a seconda della posizione degli interruttori S3...S6, le porte OR - esclusivo G2...G5 trasmettono il segnale di trigger in forma invertita o non invertita. In questo modo è possibile il cosiddetto "trigger di parola": soltanto quando la parola da 4 bit predisposta con S3...S6 coinciderà con i livelli logici degli ingressi di trigger, verrà emesso il relativo impulso. L'istante di trigger potrà essere così definito con maggiore precisione, come se esso dipendesse da un solo ingresso.

Il ritardo di trigger è attuato dal contatore binario IC6 e dal flip flop FF1. Entrambi vengono azzerati all'arrivo dell'impulso di trigger, tramite FF2. FF1 fa commutare nuovamente FF2 allo stato originale e così fanno tutti i successivi impulsi di trigger (per l'intera durata del ritardo). S2 permette di predisporre un ritardo di uno, otto o sedici periodi di clock. Dopo che il tempo di ritardo è trascorso, FF1 viene settato, i due registri IC3 ed IC4 ricevono un impulso di memorizzazione ed infine FF2 viene nuovamente liberato.

Rappresentazione chiara mediante clock a trigger

La costruzione dell'analizzatore logico avviene su un circuito stampato inciso secondo la *figura 3*. La *figura 4* mostra la disposizione dei componenti. Il circuito stampato verrà montato in

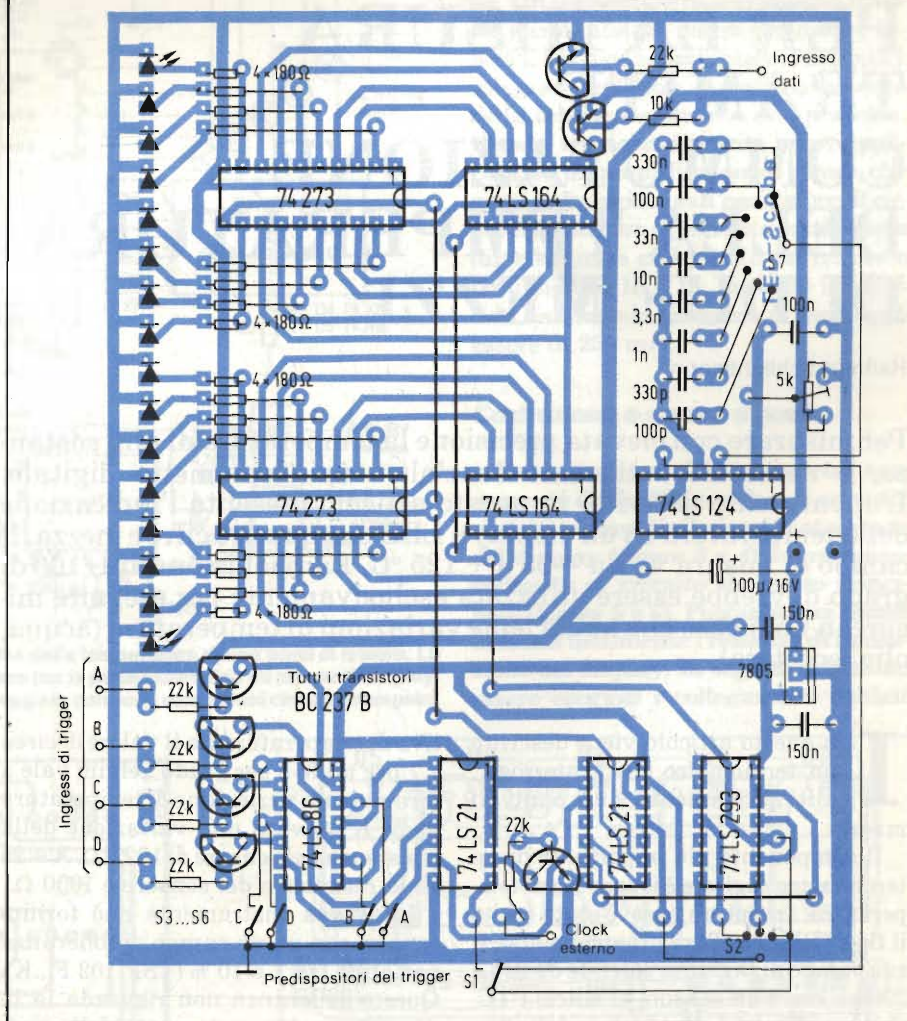



Fig. 4. Disposizione dei componenti; osservando questo disegno sarà anche possibile effettuare il cablaggio esterno.

un astuccio con la faccia delle piste di rame rivolta verso l'alto, altrimenti la fila di LED risulterebbe invertita.

Nell'impiego dello strumento, occorrerà fare attenzione che il periodo di clock abbia sempre una durata inferiore a quella del più breve impulso del segnale. Nella maggioranza dei casi, sarà opportuno impiegare un segnale di clock esterno. Una rappresentazione molto chiara viene ottenuta quando il segnale di clock è fornito dal circuito in prova. Ciascun LED corrisponderà, in questo caso, esattamente ad un passo di clock del sistema. Per segnali di andamento complicato, è sempre consigliabile impiegare il trigger di parola. Un ingresso singolo di trigger avrà senso esclusivamente se le distanze tra i fianchi positivi o negativi degli impulsi saranno costanti.

La risoluzione temporale verrà naturalmente limitata ai sedici livelli di scansione con i quali il segnale sarà rappresentato. Non è nemmeno possibile eseguire precise misure di tempo. Lo scopo di questo strumento è principalmente quello di ottenere una rappresentazione complessiva dell'andamento dei segnali in un circuito digitale.

TERMOMETRO DIGITALE DI PRECISIONE PER LA MISURA, TRAMITE COMMUTAZIONE, DELLA TEMPERATURA DI DUE MEZZI

Hartmut Schlichtmann

Per misurare con elevata precisione la temperatura di una sostanza, è necessario utilizzare senz'altro un termometro digitale. L'apparecchio descritto in questo articolo presenta l'indicazione della temperatura su un display a LED con quattro cifre e mezza. Il campo di misura va da —55 a + 125 °C. La risoluzione di 1/100 di grado dovrebbe essere utilizzata esclusivamente per eseguire misure in un mezzo che abbia lente variazioni di temperatura (acqua, olio, eccetera).

In questo articolo viene descritto un termometro che "interroga" alternativamente due punti di misura.

Il componente più importante di un termometro digitale è il sensore di temperatura. In questo caso, è stato scelto il tipo TSP 102 (Texas Instruments). Il suo campo di lavoro si estende da 218 a 398 kelvin: è un sensore al silicio PTC, che opera secondo il principio della "resistenza diffusa" (SRS = Spreading Resistance Sensor). Il coefficiente positivo di temperatura ha il valore di circa 7,7 per mille e per grado kelvin; vale a dire che una variazione di temperatura di 25 K provoca una variazione della resistenza del sensore di 192,5 Ω. A + 25 °C, la resistenza del sensore è 1000 Ω.

La Texas Instruments può fornire sensori con un un campo di tolleranza variabile tra 1 e 10 % (TSP 102 F...K). Questa tolleranza non riguarda la linearità ma lo scostamento della resistenza dal valore nominale di 1000 Ω. Secondo i dati riportati sui fogli illu-

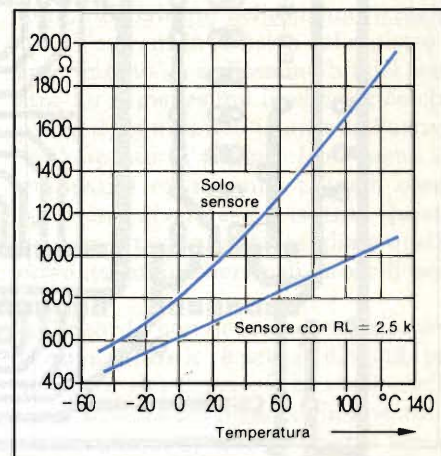



Fig. 1. Andamento della variazione di resistenza del sensore termico TSP 102 ed esempio di linearizzazione mediante resistore supplementare R_L.

strativi, il sensore raggiungerà, in aria calma, il 63 % del valore resistivo finale entro 30 secondi ed il 99 % dopo 150 secondi. Nel dimensionamento del circuito non dovrà essere superata una corrente costante di 4 mA; esiste infatti il pericolo di autoriscaldamento. Il TSP 102 ha una caratteristica ad andamento esponenziale, che potrà essere resa lineare mediante resistori in serie ed in parallelo (*figura 1*).

Entro il campo delle temperature di misura, potrà essere ottenuta, dopo la linearizzazione, una precisione di —0,2 °C . + 0,3 °C. Limitando il campo di misura tra 0 e 100 °C, sarà possibile ottenere, con un resistore in parallelo di 2600 Ω, un errore di linearità di ±0,1 °C.

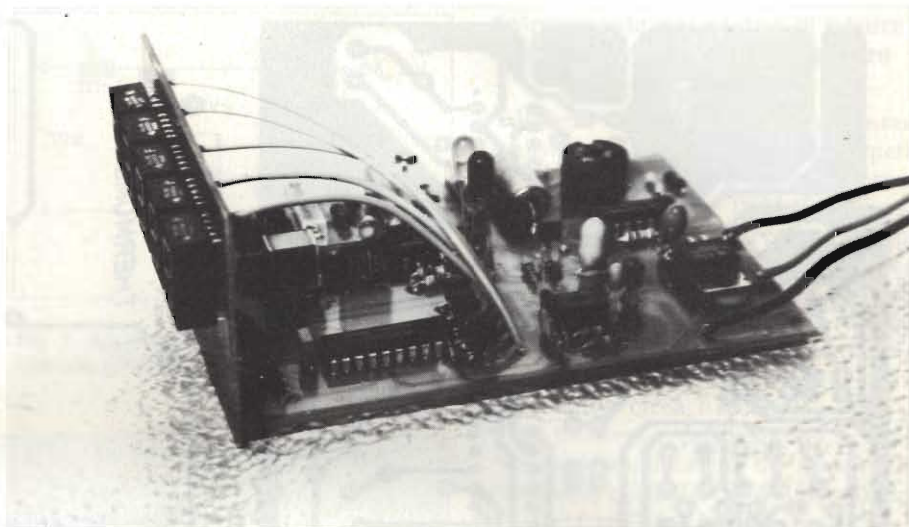
Il sensore è inserito in uno dei rami di un ponte

Il TSP 102 è inserito in uno dei rami di un ponte di Wheatstone (*figura 2*). L'informazione proveniente dal ponte viene trasferita all'interruttore analogico TL 185: la presenza di un livello logico "1" agli ingressi 1A o 2A provoca la chiusura del corrispondente interruttore. La resistenza dell'interruttore chiuso è inferiore a 100 Ω, mentre la resistenza a circuito aperto sarà superiore a dieci alla dodicesima potenza Ω.

Il temporizzatore NE 555 pilota in conduzione, tramite gli ingressi logici, l'interruttore collegato all'ingresso dell'elaboratore analogico TL 500/1. Il diodo collegato tra i piedini 2 e 7 permette un rapporto impulso-pausa di circa il 50 %. I due resistori da 100 kΩ determinano il ciclo di commutazione: i loro valori possono essere variati entro vasti limiti. L'indicazione del punto di misura, sul quale viene eseguito il son-

daggio, avviene mediante un diodo LED.

L'elaboratore analogico TL 500/1 della Texas Instruments lavora secondo il principio della doppia rampa. La tensione d'ingresso massima è di ±2 V. Grazie alla tensione interna di riferimento, il TL 500 ha una risoluzione di 12 bit; il suo errore di linearità è perciò pari a 0,001 %. La versione più economica del TL 500 è il TL 501: i due circuiti hanno la piedinatura compatibile. La precisione del TL 501 è di circa 0,005 %. Con il procedimento costruttivo Bi-Mos vengono garantite resistenze d'ingresso dell'ordine dei gigaohm. Le tensioni di offset che possono manifestarsi vengono compensate a 0 V nella fase di autoazzeramento.

Il TL 500 comunica con l'elaboratore digitale TL 502 tramite gli ingressi A (piedino 9) e B (piedino 8). Gli stati logici agli ingressi di controllo determinano la fase di azzeramento automatico, l'integrazione della tensione d'ingresso e l'integrazione della tensione di riferimento. Eventuali variazioni di polarità della tensione d'ingresso vengono automaticamente riconosciute ed indicate mediante un contrassegno sul display.

Tensione di alimentazione negativa ottenuta mediante regolatore a commutazione

Nell'alimentatore viene prodotta una tensione negativa usando un sistema un pò insolito; il circuito integrato TL 497 è un regolatore a commutazione. Un transistore di regolazione in serie viene pilotato da un oscillatore interno. Un diodo commutatore Schottky integrato effettua il raddrizzamento della tensione alternata così prodotta. Questa tensione di uscita viene applicata ad un amplificatore di errore, che a sua volta agisce sull'oscillatore. Il circuito limitatore di corrente potrà essere dimensionato collegando un resistore tra i piedini 13 e 14. Secondo il foglio dati, la corrente massima d' uscita può essere di 250 mA.

Costruzione e messa a punto

La costruzione del termometro non presenta difficoltà, grazie agli appositi circuiti stampati: il circuito stampato del display (*figure 3 e 4*) dovrà essere collegato al circuito stampato principale (*figure 5 e 6*). Potranno poi essere montati facilmente i resistori di limitazione del display. In seguito dovranno essere eseguiti i collegamenti cablati

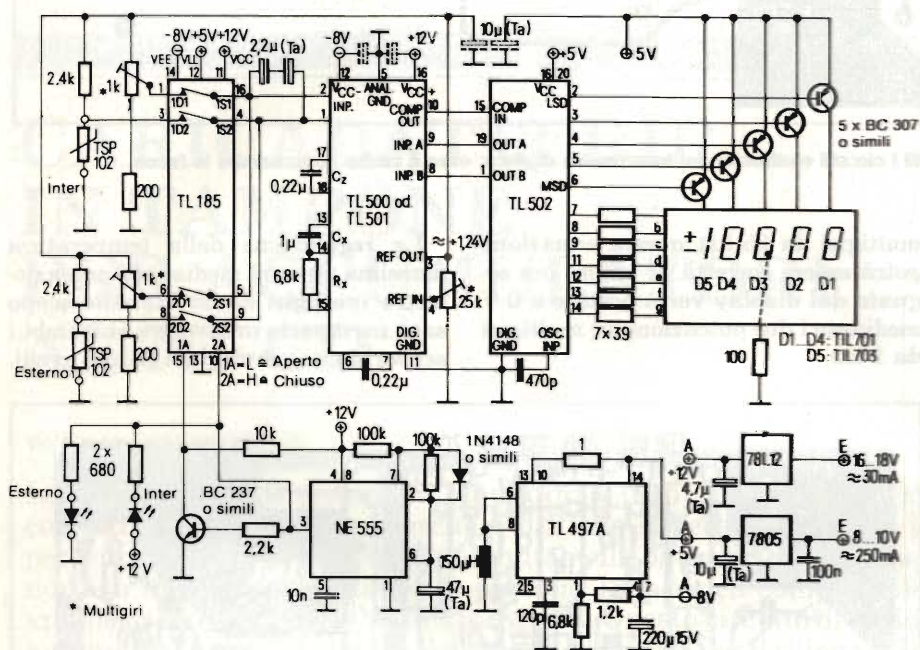



Fig. 2. Schema completo dell'indicazione alternativa della temperatura di due posti di misura. La costruzione avviene su circuiti stampati separati, uno per la parte elettronica ed uno per il display. I condensatori elettrolitici disegnati con linee tratteggiate non sono montati sul circuito stampato.

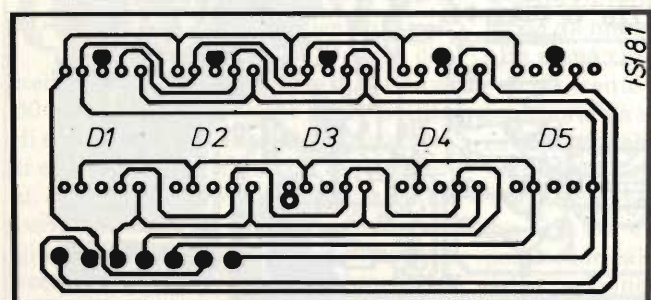



Fig. 3. Circuito stampato per il display da 4 cifre e mezza.

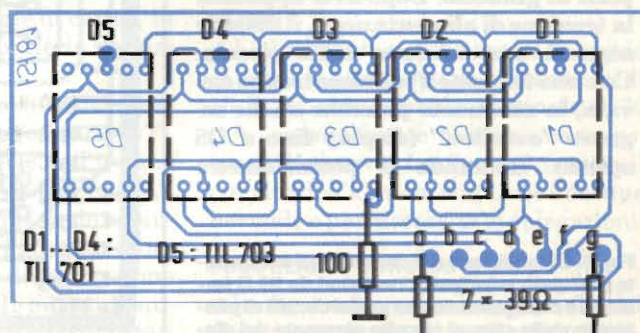



Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del display.

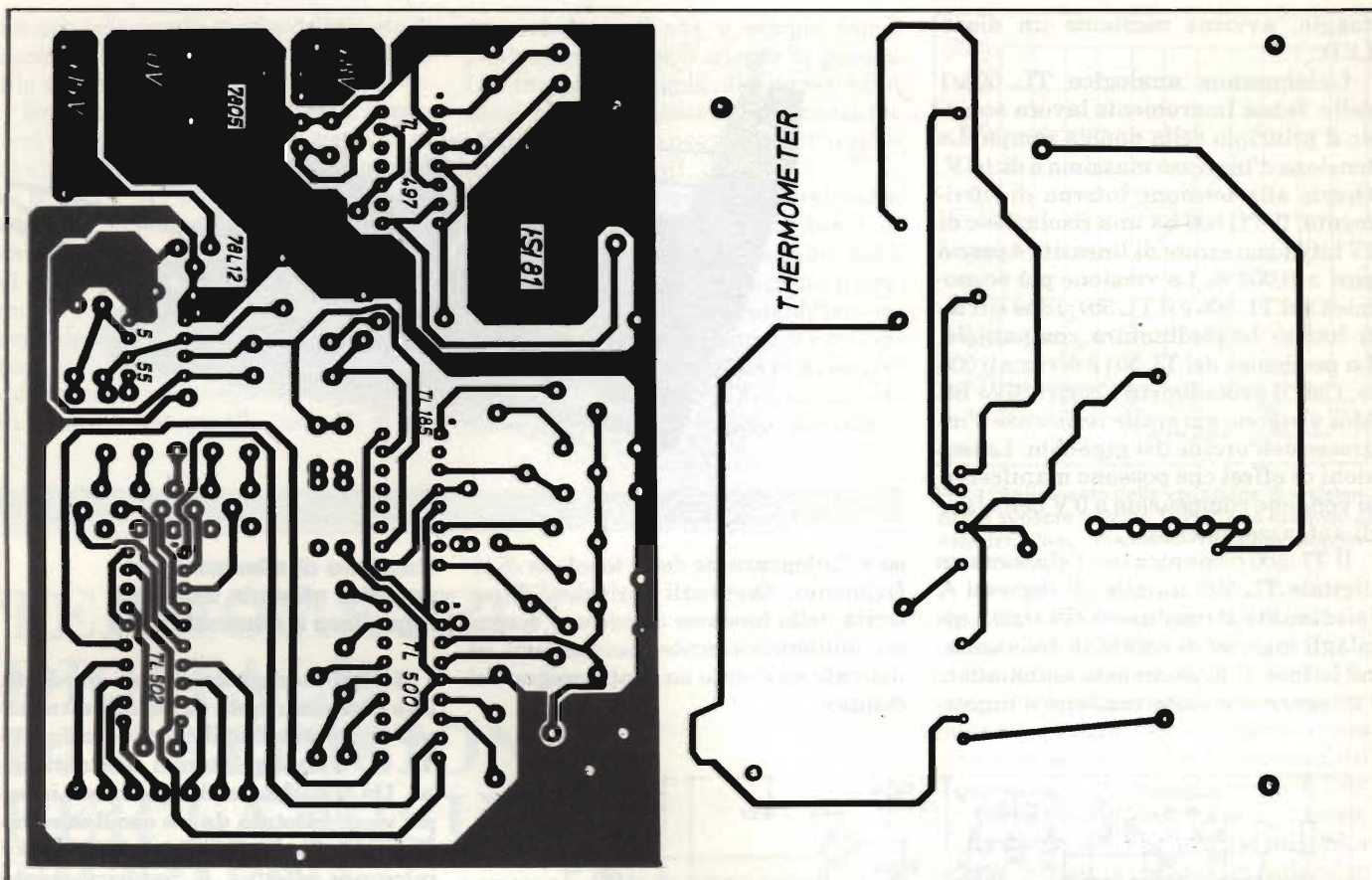



Fig. 5. Il circuito stampato principale contiene tutti i circuiti elettronici del termometro digitale: esso è inciso su entrambe le facce.

tra la basetta del display ed i circuiti di pilotaggio delle cifre.

Durante la taratura del termometro, i sensori dovranno entrare in contatto con acqua: perciò i fili di collegamento dovranno essere ben isolati. Un metodo ben collaudato consiste nel rivestire il sensore ed i fili di collegamento con la colla spalmata mediante una pistola per incollaggio a caldo. Occorre evitare di rivestire con il collante l'intero sensore, per non diminuire la sensibilità termica.

La taratura a 0 gradi deve essere eseguita immergendo la sonda in un thermos riempito di acqua e pezzetti di ghiaccio: il sensore verrà immerso nell'acqua ghiacciata, senza però toccare i pezzi di ghiaccio. Dopo aver applicata la tensione di alimentazione, il display segnerà una tensione molto piccola. Con una tensione d'ingresso troppo elevata, lo strumento potrebbe anche segnare "overflow" (display fino a D5 spenti). Ruotando il potenziometro multigiri da 25 kΩ, questa situazione potrà essere corretta. Il valore ora segnato dal display verrà portato a 0 V mediante i due potenziometri multigiri da 1 kΩ.

La regolazione della temperatura massima avverrà mediante il potenziometro multigiri da 25 kΩ. Allo scopo sarà necessario immergere entrambi i sensori in acqua calda a 36...40 gradi.

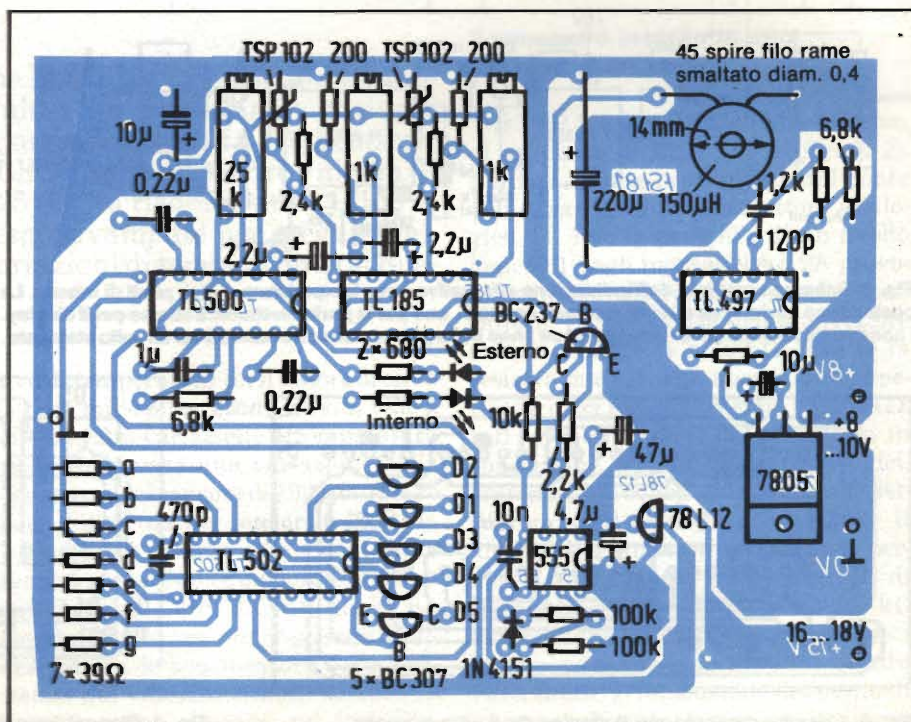



Fig. 6. Disposizione dei componenti sul circuito stampato principale. I resistori da 39 Ω formano il collegamento che va dai circuiti di pilotaggio delle cifre al circuito stampato del display.

Dopo che l'indicazione sul display sarà stabilizzata, verrà immerso nell'acqua un termometro clinico da febbre. Quando l'indicazione della temperatura cesserà di salire, essa verrà resa uguale a quella del termometro clinico, mediante il potenziometro multigiri da 25 kΩ.

Per mantenere piccole le dimensioni del termometro, l'alimentatore (trasformatore, condensatori elettrolitici, raddrizzatore) dovrà essere montato in un astuccio separato e costruito secondo lo schema di *figura 7*.

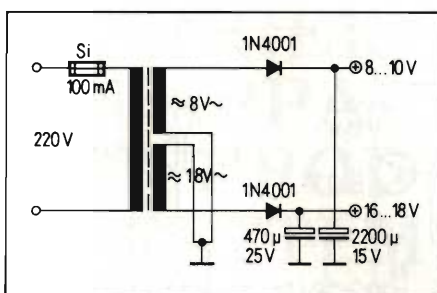



Fig. 7. Alimentatore che eroga le tensioni necessarie all'apparecchio.

Bibliografia:

(1) The linear control circuits data book. Texas Instruments

(2) The optoelectronics data book. Texas Instruments

(3) TI applications report: Temperature - resistance characteristics of TSP 102; PTC silicon Thermistor (Caratteristiche temperatura - resistenza del TSP 102; termistore PTC al silicio).

(4) Linear manual. Texas Instruments.

Ampliamento del campo di misura mediante un altro tipo di sensore

Volendo aumentare la temperatura massima misurabile con il termometro da + 125 °C a + 175 °C, potrà essere impiegato il sensore TSM 102. La resistenza shunt per l'intervallo di temperatura da −55 °C a +175 °C ha il valore di 3000 Ω. Con il sensore TSF 102 potrà essere ottenuta una velocità di risposta più elevata. Questo componente raggiunge circa il 63 % della temperatura finale entro circa 7 secondi.

Al momento dell'acquisto o della eventuale sostituzione dei sensori, dovrà essere controllata l'uniformità delle tolleranze.

Se la tensione d'ingresso è di 8...10 V, il regolatore di tensione a 5 V non ha necessità di un dissipatore termico. Esso dovrà essere montato isolato, perchè sulla faccia superiore della basetta , sotto al regolatore, passa una pista conduttrice.

CARICABATTERIE IN TAMPONE PER ACCUMULATORI AL NI-CD

W. Hirscher, W. Knobloch

La carica in tampone degli accumulatori al nichel-cadmio non è un compito molto semplice, perchè è difficile sapere quanta sia la percentuale di carica ancora contenuta nella batteria, quando essa non sia ancora completamente scarica. La scarica completa dovrebbe essere però possibilmente evitata. Questo circuito di carica automatico è previsto per 2...6 elementi al Ni-Cd. Per il rilievo della tensione finale di carica, sarà necessario un sistema di misura della massima precisione possibile.

Questo caricabatterie è predisposto per 2...6 elementi, con una capacità di 500 mAh, che necessitano di una corrente di carica di 50 mA. Esiste però anche la possibilità di cambiare sia il numero degli elementi che la corrente di carica. Gli elementi, collegati in serie, vengono caricati a corrente costante fino a quando raggiungono la tensione finale di carica; successivamente l'apparecchio commuta ad una corrente di carica permanente, che ha un valore pari a circa il 20 % della corrente nominale di carica, in modo da mantenere la batteria sempre alla piena capacità.

La corrente nominale di carica è determinata da un circuito formato da T1 ed R7; la tensione di base di T1 viene mantenuta costante ad un valore di 5,7 V dal diodo zener Z1 e dal diodo al silicio D1. D2 evita che l'accumulatore possa scaricarsi in caso di interruzione della tensione di rete. Il milliamperometro è un componente a basso costo e serve soltanto ad indicare se la batteria è in fase di carica o di scarica (*figura 1*).

IC1 è collegato come comparatore, e la sua uscita cambia stato quando viene raggiunta la tensione finale di carica (predisposta mediante il trimmer R3); di conseguenza, il tiristore Th viene mandato in conduzione tramite R5. Il tiristore manda in cortocircuito il diodo zener Z1: il LED D3 (indicatore di carica) si spegnerà e T1 riceverà, tramite Th e D1, una tensione di base molto più bassa di prima, cosicchè la corrente di carica diminuirà. Tramite Th, D1 ed R4, il LED D4 riceverà una maggiore corrente e splenderà con una luminosità leggermente maggiore. C1 evita accensioni fuori tempo di Th.

Dopo una mancanza della tensione di rete, la carica riprenderà in modo normale, fino a raggiungere nuovamente la tensione finale di carica.

Costruzione dell'alimentatore di rete

L'alimentatore deve essere in grado di erogare una tensione stabilizzata di 15 V, ad una corrente nominale di 70 mA, possibilmente con una certa potenza di riserva. La *figura 2* mostra il circuito dell'alimentatore, che è del tipo normale e non necessita di spiegazioni.

Costruzione e messa a punto

In *figura 3* appare la serigrafia del circuito stampato ed in *figura 4* è illustrata la disposizione dei componenti:

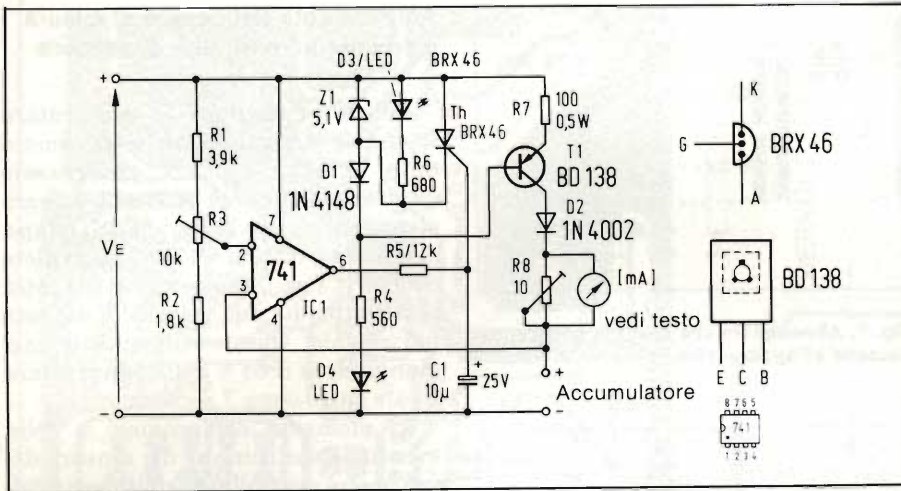



Fig. 1. Il comparatore accende il tiristore al raggiungimento della tensione finale di carica, provocando l'abbassamento della corrente di carica a circa il 20 % di quella nominale.

Fig. 2. L'alimentatore è un normale circuito stabilizzato.

con l'aiuto di queste due figure, il montaggio del circuito verrà facilitato al massimo. Volendo sostituire il tiristore consigliato con uno di altro tipo, sarà necessario controllare che la corrente di mantenimento sia inferiore a 20 mA. Il mobiletto dovrà essere di plastica isolante.

A questo punto sarà possibile mettere in funzione il circuito. Sarà dapprima necessario fissare la corrente nominale di carica. Ruotare il cursore di R8 al suo valore minimo. Cortocircuitare i due morsetti di carica mediante un ponticello di filo. Sarà così possibile regolare la corrente di carica. Accendere l'alimentatore: i LED D3 e D4 si accenderanno. Regolare poi, con R8, l'escursione dell'indice dell'amperometro fino a circa l'ottanta per cento del fondo scala. Spegnere poi l'alimentazione, togliere il ponticello di cortocircuito tra i morsetti, collegando al suo posto un amperometro esterno. Accendendo nuovamente l'alimentazione, la corrente ai morsetti dovrebbe essere di circa 50 mA. Sarà possibile correggere eventuali notevoli scostamenti da questo valore cambiando il valore di R7.

Staccando per un breve istante l'amperometro esterno, il comparatore dovrà "vedere" una sovratensione, indipendentemente dalla regolazione di R3, ed il LED D3 dovrà spegnersi, mentre il LED D4 dovra aumentare leggermente la sua luminosità. Ricollegando nuovamente l'amperometro, la corrente misurata dovrà essere scesa a circa 10 mA. Togliendo per breve tempo l'alimentazione e poi ricollegandola, dovrà ricomparire la corrente nominale di 50 mA. Sarà ora necessario predisporre la

Elenco dei componenti

Resistori
1: 100 Ω/0,5 W
1: 560 Ω/0,25 W
1: 680 Ω/0,25 W
1: 1,8 kΩ/0,25 W
1: 3,9 kΩ/0,25 W
1: 12 kΩ/0,25 W
1: 10 kΩ - Potenziometro multigiri
1: 10 Ω Trimmer

Condensatori elettrolitici
1: 10 µF/25 V

Semiconduttori
1: BD 138
1: Piccolo tiristore BRX 46
1: CA 741
1: Diodo zener da 5,1 V
1: 1N 4148
1: 1N 4002
2: LED diametro 3 mm

Alimentatore
1: Trasformatore 220/18 V, 1,5 VA
1: Raddrizzatore B 80 C 1000
1: Regolatore di tensione 7815
1: Condensatore elettrolitico 470 µF/35 V
1: Condensatore elettrolitico 10 µF/25 V
1: Condensatore 100 nF
1: Portafusibile con fusibile da 0,1 A

Varie
1: Strumento indicatore di corrente
2: Circuiti stampati

Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato per il caricabatteria.

Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

tensione di fine carica, impiegando un voltmetro con la massima resistenza interna possibile (voltmetro digitale od elettronico). Lo strumento dovrà essere collegato tra il piedino 2 di IC1 e la massa, ed R3 verrà regolato in modo da ottenere una tensione di 1,45 V moltiplicati per il numero degli elementi in serie che dovranno essere caricati (per quattro elementi, la tensione sarà di 5,80 V). Quanto più precisa sarà questa regolazione, tanto maggiore sarà la durata degli accumulatori al Ni-Cd.

Fare attenzione a collegare gli accumulatori sotto carica in serie con la giusta polarità (polo negativo di un elemento con il positivo del successivo; la tensione di carica totale dovrà essere invece collegata unendo il morsetto positivo con il positivo della batteria ed il negativo con il negativo). Se gli accumulatori fossero completamente scarichi all'inizio della carica, durata di quest'ultima dovrebbe essere di circa 14 ore, prima di raggiungere la tensione finale di carica. La fine della carica risulterà evidente per la variazione di luminosità del LED e dall'indicazione dello strumentino. Questo caricabatterie è eccellente per la carica in "tampone".

Per correnti di carica diverse da quella finora considerata, occorrerà semplicemente cambiare un resistore fisso ed un potenziometro. Se la corrente dovesse superare i 50 mA sarà naturalmente necessario installare un alimentatore di maggiore potenza. La seguente tabella indica le modifiche necessarie:

Corrente nominale di carica	R7	R8
10 mA	~ 500 Ω	25 Ω
18 mA	~ 280 Ω	25 Ω
22 mA	~ 230 Ω	25 Ω
45 mA	~ 110 Ω	10 Ω
75 mA	~ 68 Ω/0,5 W	5 Ω
100 mA	~ 51 Ω/0,5 W	5 Ω

Le corrispondenti capacità delle batterie saranno: 100 mAh, 180 mAh, eccetera. Occorrerà anche munire IC2 e T1 di opportuni dissipatori termici.

Aumento del numero di elementi in serie

Nel caso sia necessario caricare, per esempio, 10 elementi in serie, la tensione di alimentazione dovrà salire a 24 V ed R1 dovrà essere aumentata a 6,6 kΩ, R2 a 2,2 kΩ ed R4 ad 1 kΩ/0,5 W. A causa della necessità di una migliore precisione di regolazione, R3 dovrà essere del tipo multigiri.

FLANGER: UN APPARECCHIO PER PRODURRE EFFETTI MUSICALI PARTICOLARI

Eduard Eras

Gli apparecchi elettronici per effetti musicali sono impiegati molto spesso nella musica "pop" per "animare" il suono. Mentre qualche tempo fa venivano usati esclusivamente il "distorsore" ed il pedale wha-wha, da qualche tempo sono a disposizione dei musicisti anche strumenti elettronici di maggiore impegno. Uno degli effetti più interessanti è senza dubbio il "flanging", detto anche "phasing" o "jet plane sound".

Per ottenere l'effetto flanging, una parte del segnale a bassa frequenza deve percorrere un circuito di ritardo. Il segnale ritardato viene successivamente sommato a quello non ritardato, ottenendo un andamento della frequenza analogo a quello determinato da un filtro a pettine (*figura 1*). Per un tempo di ritardo di 5 ms apparirà, per esempio, un primo minimo di risposta a 100 Hz perchè, con la durata del periodo di 10 ms ed il ritardo di 5 ms, il segnale originale e quello ritardato presentano uno sfasamento reciproco di 180 gradi. I successivi minimi saranno in corrispondenza delle frequenze di 300 Hz, 500 Hz, eccetera. Il flanging non fa altro che variare lentamente e periodicamente questo tempo di ritardo: di conseguenza i minimi di risposta variano continuamente la loro posizione rispetto alla frequenza, cagionando l'effetto sonoro desiderato.

Circuito "bucket-brigade" per il ritardo del segnale

Fino a poco tempo addietro, il flanging era praticamente riservato agli studi di registrazione audio e la variazione della contemporaneità dei segnali era ottenuta impiegando un certo numero di registratori che giravano leggermente sfasati, secondo un programma ben definito. Con l'impiego dei circuiti "bucket brigade", che ultimamente hanno beneficiato di notevoli riduzioni di prezzo, è possibile ottenere una linea di ritardo per segnali audio che permette di ottenere l'effetto flanging con mezzi esclusivamente elettronici.

Nei cosiddetti "phaser" viene di solito impiegata come linea di ritardo una serie di filtri passa-tutto, nei quali non è molto facile pilotare il tempo di percorso; l'effetto non sarà perciò molto marcato (con l'apparecchio descritto in questo articolo è possibile ottenere anche effetti di "vibrato", sopprimendo all'uscita il segnale non ritardato).

Nella progettazione di questo apparecchio sono state stabilite due proposizioni fondamentali: il funzionamento alla fine del montaggio avrebbe dovuto essere garantito nella maggior parte dei casi, e ciò significa principalmente scarsa necessità di taratura e di strumenti di misura; inoltre, sempre per garantire la massima sicurezza in esercizio, il funzionamento avrebbe dovuto essere indipendente dall'alimentazione di rete. Entrambi gli obiettivi sono

Fig. 1. Andamento (teorico) della frequenza del flanger, con segnali d'ingresso di livello costante e quote di segnale ritardato di 5 ms, senza modulazione e senza retroazione.

Fig. 2. Schema a blocchi del flanger con i due pricipali gruppi funzionali.

stati raggiunti: il flanger è alimentato da una batteria da 9 V e la corrente assorbita è di 3,5...5 mA, a seconda della posizione del regolatore; la taratura potrà essere completata, in caso di necessità, anche ad orecchio, con il solo aiuto di una chitarra elettrica.

Due blocchi funzionali

Come risulta evidente dallo schema a blocchi (*figura 2*), l'apparecchio è basato principalmente su due blocchi funzionali, formati dalla linea di ritardo e dai circuiti di pilotaggio. All'ingresso della linea di ritardo c'è l'amplificatore A1 (2:1), con il circuito di preenfasi R1, C1 incorporato (*figura 3*), che eleva il livello del segnale di 9 dB a partire dalla frequenza di circa 3 kHz. Insieme al circuito complementare di deenfasi R0, C0 disposto all'uscita, questo accorgimento servirà a migliorare la cifra di rumore. A2 è un sommatore, con il quale sarà possibile riportare all'ingresso una parte del segnale ritardato.

Successivamente è montato il filtro passa-basso Butterworth del secondo ordine formato da A3, che ha una frequenza limite di 15 kHz. Questo filtro è necessario in quanto il segnale verrà elaborato, nel successivo circuito bucket-brigade, ad intervalli di tempo discontinui: il segnale verrà cioè campionato in istanti ben precisi, che dipendono dalla frequenza di sincronismo. Desiderando avere la sicurezza che non appaiano all'uscita distorsioni non lineari sotto forma di prodotti di miscelazione della frequenza di scansione con le frequenze del segnale, in questo caso deve essere soddisfatto il teorema di campionamento di Shannon (vedi anche le informazioni che verranno date alla fine dell'articolo). Le frequenze di miscelazione appena descritte sono chiamate "frequenze di aliasing". Il teorema di Shannon afferma quanto segue: è necessario che ad ogni semionda di una frequenza contenuta in un determinato segnale corrisponda almeno un punto di campionamento; la frequenza di sincronismo dovrà perciò avere un valore maggiore del doppio della frequenza massima del segnale. In pratica sarà opportuno scegliere una frequenza di campionamento pari a 3 volte (anzichè 2) la frequenza massima del segnale, perchè la

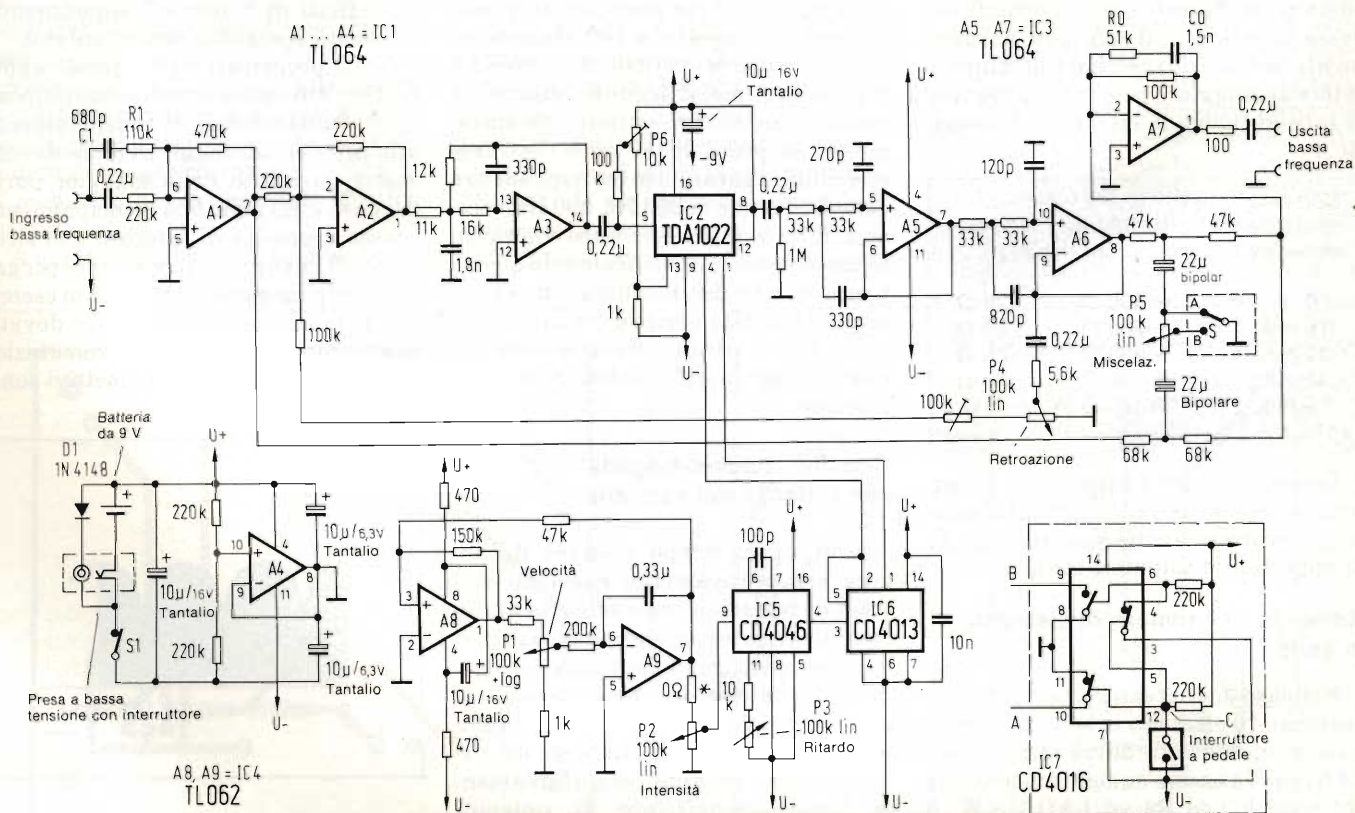



Fig. 3. Schema completo del flanger. Il commutatore S potrà essere sostituito da IC7; in questo modo sarà possibile collegare l'interruttore a pedale con un conduttore lungo a piacere, senza pericolo di introdurre nel circuito disturbi apprezzabili.

curva del filtro non può avere una pendenza di attenuazione troppo ripida.

Per l'impiego del flanger collegato ad una chitarra elettrica, un filtro passabasso da 15 kHz non è comunque efficace poichè la sua banda passante termina a circa 10 kHz; anche con altri strumenti elettronici ed altri tipi di pick-up, il filtro produce pochissime variazioni della sonorità. Il filtro è stato costruito in modo da invertire la fase del segnale, in modo da ottenere la giusta relazione di fase tra segnale d'ingresso e segnale di controreazione e rispettivamente tra segnale di effetto e segnale originale.

Circuito di ritardo "bucket-brigade"

Il circuito bucket brigade tipo TDA 1022 (IC2) è composto principalmente da 512 condensatori ed "interruttori" MOSFET: quelli recanti un numero dispari e quelli di numero pari sono collegati tra loro a coppie e vengono alternativamente attivati dalle due fasi del segnale di clock presenti al piedino 1 ed al piedino 4. In questo modo, il segnale d'ingresso viene campionato in corrispondenza ad ogni periodo di clock, mentre vengono spinti in avanti di due posizioni (verso l'uscita) tutti i precedenti valori di campionamento (da ciò deriva la denominazione "bucket brigade", letteralmente "catena di secchi"). Il ritardo totale (con frequenza di clock costante) sarà perciò pari a 256 periodi di clock (= 512 : 2). Con il trimmer P6 è possibile regolare il punto di lavoro in c.c. di IC2.

Nel successivo filtro passa-basso Butterworth del quarto ordine, che ha una frequenza limite di 15 kHz, la frequenza di clock viene separata dal segnale, che potrà poi essere parzialmente riportato all'ingresso del circuito di ritardo tramite il sommatore A2. Allo scopo, il potenziometro di retroazione P4 è collegato in maniera un poco insolita, per ottenere un'opportuna caratteristica di regolazione. In caso diverso, dovrebbe essere impiegato un potenziometro logaritmico a curva negativa, che difficilmente può essere trovato in commercio.

Nell'amplificatore di uscita A7, munito del circuito di deenfasi R0, C0, il segnale ritardato viene miscelato con il segnale non ritardato. Il potenziometro P5 permetterà di variare il rapporto di miscelazione tra il segnale originale e quello di effetto. Con il commutatore S sarà possibile escludere la parte ritardata del segnale e di conseguenza eliminare l'effetto flanging. Questo commutatore potrà essere un normale de-

Fig. 4. Su questo circuito stampato, inciso su una sola faccia, potranno essere montati tutti i componenti del flanger.

Fig. 5. Anche i potenziometri di regolazione sono direttamente montati sul circuito stampato, come illustrato su questo disegno della disposizione dei componenti. Durante la costruzione dovranno essere osservati i suggerimenti contenuti nel testo.

viatore unipolare, eventualmente azionato a pedale, oppure sarà anche possibile ottenere una funzione di commutazione elettronica, utilizzando IC7, che è un CD 4016. Il commutatore elettronico presenta il vantaggio di poter essere azionato, tramite un conduttore di collegamento lungo a piacere e non schermato, mediante un semplice interruttore a pedale. Sul circuito stampato sono state previste entrambe queste possibilità.

Oscillatore pilotato in frequenza nella sezione di pilotaggio

L'amplificatore operazionale A8, collegato come trigger di Schmitt, e l'integratore A9 formano un generatore di onde triangolari, la cui frequenza è regolabile, mediante il potenziometro P1, tra 0,1 Hz ed 8 Hz; il livello della tensione d'uscita è di 2 V p-p. Questa tensione ad onda triangolare serve a modulare l'oscillatore pilotato in tensione, la cui frequenza centrale potrà essere predisposta tra 600 kHz e 100 kHz mediante il potenziometro P3. Il flip flop IC6 provvede successivamente a dimezzare questa frequenza, generando i segnali di clock in opposizione di fase, destinati ai piedini 1 e 4 di IC2.

Infine, A4 forma un generatore di tensione a bassa impedenza, con un livello pari a circa metà della tensione di alimentazione (massa virtuale): essa verrà utilizzata per determinare il punto di lavoro in tensione continua dei diversi amplificatori operazionali e del commutatore elettronico.

Montaggio su circuito stampato

La costruzione dell'apparecchio, con l'aiuto del circuito stampato di *figura 4*, non è affatto difficile. Poichè anche i potenziometri possono essere direttamente saldati al circuito stampato (vedi *figura 5*), non esisteranno problemi di cablaggio. Per il montaggio dei circuiti integrati è opportuno impiegare zoccoli; per la manipolazione dei circuiti MOS (tra i quali anche il circuito "bucket brigade" TDA 1022) dovranno essere osservate le consuete misure di sicurezza per evitare gli effetti delle cariche elettrostatiche. È opportuno impiegare, per il filtro e per i circuiti di pre- e deenfasi, condensatori a film plastico (sul circuito stampato sono previste forature differenziate per i diversi passi dei terminali). I condensatori elettrolitici dovrebbero essere del tipo al tantalio, eccettuati i due elettrolitici bipolari collegati ai terminali di P5 (invece di un condensatore elettrolitico bipolare da 22 µF sarà anche possibile

impiegare due normali elettrolitici da 47 µF collegati in serie a polarità invertite (sul circuito stampato è prevista anche questa possibilità, previa eliminazione dei corrispondenti ponticelli).

Il circuito stampato potrà essere inserito in qualsiasi mobiletto di sufficienti dimensioni; poichè l'apparecchio è alimentato da una batteria a 9 V, non c'è possibilità che appaiano ronzii indotti dal trasformatore di rete e la sicurezza elettrica è assoluta. Sarà comunque necessario un mobiletto metallico per schermare il circuito dai disturbi provenienti dall'esterno.

I punti di massa delle prese jack di ingresso e di uscita dovranno essere collegati al mobiletto metallico. La presa d'ingresso potrà essere un jack stereo: il secondo collegamento di segnale dovrà essere collegato al polo negativo della batteria (il polo positivo ha un collegamento fisso al circuito), in modo che l'apparecchio possa essere acceso inserendo la spina jack. Sarà inoltre possibile prevedere una presa di collegamento per alimentatore esterno (il diodo D1 protegge l'apparecchio contro l'inversione di polarità). Grazie al basso consumo di corrente, questa presa è però di solito superflua. Funzionando con alimentatore esterno, per IC1, IC3 potranno anche essere impiegati circuiti integrati TL 084 o TL 074 e per IC4 potrà essere impiegato un circuito integrato TL 082 oppure un TL 072, che sostituiranno i tipi a basso consumo: la corrente assorbita salirà così a circa 30 mA.

Senza taratura il circuito non funziona

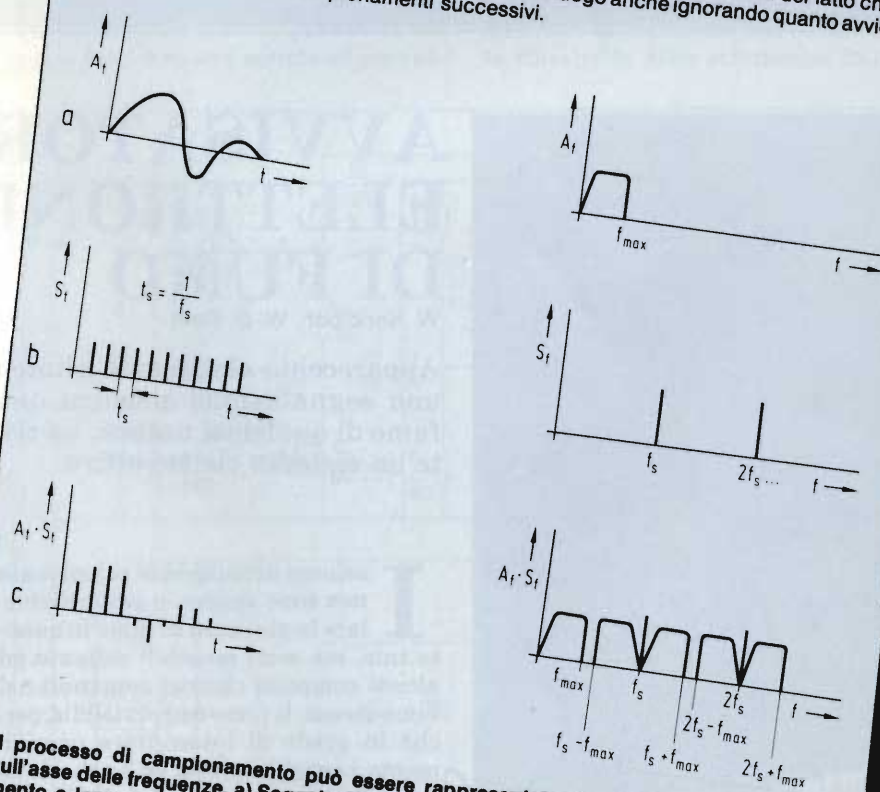
Prima della messa in servizio definitiva, dovranno essere ancora regolati P6 e P7: con P6 verrà regolato il punto di lavoro in c.c. di IC2 e con P7 sarà possibile regolare il grado massimo di reazione del circuito di ritardo. Allo scopo è necessario ruotare preventivamente P1, P4 e P7 al finecorsa sinistro e P5 al finecorsa destro. Con un oscilloscopio ed un oscillatore sinusoidale, la regolazione di P6 potrà avvenire senza inconvenienti: la tensione di uscita indistorta al piedino 8 di IC3 dovrà assumere il massimo livello possibile. Anche con il solo aiuto di una chitarra elettrica e del relativo amplificatore, potrà essere eseguita una taratura corretta. Ruotare verso destra e verso sinistra il potenziometro fino a quando divengano udibili le distorsioni, e portare poi il cursore al centro tra queste due posizioni.

Più tardi, per la taratura di P7, il flanger dovrà essere collegato ad un impianto di amplificazione. Partendo dalla posizione di regolazione descritta in precedenza (P6 già regolato, P7 al finecorsa sinistro), dovrà essere ruota-

TEOREMA DEL CAMPIONAMENTO DI SHANNON

Il teorema di Shannon afferma che, quando sia necessario convertire un fenomeno continuamente variabile nel tempo (come per esempio una tensione analogica) in una sequenza di campioni separati nel tempo, dovranno essere verificate le seguenti condizioni:

* La frequenza alla quale avviene il prelievo dei campioni dovrà avere un valore almeno doppio della massima frequenza contenuta nel segnale da campionare.
* Nel segnale originale non dovranno essere contenute frequenze superiori alla metà della frequenza di campionamento.

Il significato di questo enunciato consiste nella dimostrazione matematica del fatto che la conversione senza perdita d'informazione può aver luogo anche ignorando quanto avviene negli intervalli tra due campionamenti successivi.

Il processo di campionamento può essere rappresentato sia sull'asse dei tempi che sull'asse delle frequenze. a) Segnale d'ingresso e relativo spettro; b) impulsi di campionamento e loro spettro; c) moltiplicazione degli impulsi di campionamento con il segnale originale e spettro risultante.

DATI TECNICI DEL CIRCUITO

Tensione di alimentazione: 9 V
Corrente assorbita: 3,5...5 mA
Massimo livello indistorto del segnale di uscita del canale di effetto, ad 1 kHz: 1,2 Vp-p
Tempi di ritardo: 0,7 ... 7 ms
Frequenza di modulazione: 0,1 ... 8 Hz
Tensione di modulazione: Mass. 2 V
Frequenza centrale del VCO: 100 ... 600 kHz
Banda di frequenze: 20 Hz ... 14 kHz

to P4 fino ad arrivare al finecorsa destro. Successivamente sarà necessario ruotare con precauzione P7 verso destra fino a precedere di poco il punto nel quale appaiono oscillazioni spontanee nella linea di ritardo: queste oscillazioni si manifestano con un ululato ad andamento ondulatorio nell'altoparlante.

L'apparecchio è ora pronto all'impiego. Saranno forse opportuni ancora due consigli: quando la modulazione è troppo elevata, ed è necessario ridurla, sarà possibile variarne la profondità sostituendo il ponticello contrassegnato da un asterisco (al terminale superiore di P2) con un resistore (trovare il valore per tentativi).

Nella variante con il commutatore elettronico e con il collegamento al pedale tramite una presa jack, è consigliabile adoperare una presa munita di interruttore che possa collegare, allo stato di riposo, il punto C (piedini 5 e 12 di IC7) a massa; in questo modo sarà possibile ottenere l'effetto, in caso di necessità, anche senza il pedale (quando l'uso del commutatore elettronico non sia desiderato, sarà possibile collegare a massa il punto B con l'aiuto di una presa stereo munita di interruttore). Resta ancora da dire che l'apparecchio permette una vasta gamma di variazioni sonore, con le quali l'utilizzatore potrà fare qualsiasi esperimento. ■

Bibliografia:

(1) *H. Lemme: Gitarren* - Verstärker (Amplificatori per chitarra). *Topp - Band No. 450. Frech Verlag, Stuttgart.*

(2) *Nota applicativa Reticon No. 104:* Acoustic applications of serial analog delay devicès (Applicazioni acustiche delle linee di ritardo analogiche seriali). *Reticon SAD-1024 Serial Analog Delay.*

(3) *Nota applicativa Reticon No. 104a:* Making music with charge-transfer devices (Applicazioni musicali dei componenti a trasferimento di cariche).

(4) Foglio dati TDA 1022 (Philips)

(5) *Comunicazione Philips del 24 Marzo 1977:* Die Eimerketten-Schaltung TDA 1022 (Il circuito "bucket brigade" TDA 1022).

(6) *U. Tietze;* Ch. Schenk: Halbleiter Schaltungstechnik (Tecnica circuitale a semiconduttori).

(7) *National Semiconductor:* C-MOS data-book

AVVISATORE ELETTRONICO DI FUMO

W. Knobloch, W. D. Roth

Apparecchio elettronico alimentato a batteria, capace di fornire una segnalazione acustica quando in un ambiente sia presente fumo di qualsiasi natura. La rivelazione del fumo avviene mediante un sistema elettro-ottico.

I sensori attualmente sul mercato non sono ancora in grado di rivelare la presenza di fumo in quanto tale, ma sono sensibili soltanto ad alcuni composti chimici contenuti nel fumo stesso. Il fumo è però visibile, perchè in grado di intercettare parzialmente i raggi luminosi ed anche di rifletterli. Disponendo un fotodiodo lateralmente ad un raggio di luce opportunamente convogliata, il sistema sarà in grado di rilevare se sul percorso del raggio luminoso sono presenti particelle di fumo che riflettono la luce sul diodo. Nelle *figure 1* e *2* è possibile osservare la costruzione pratica di questo apparecchio. Per impedire che la luce del giorno disturbi il funzionamento e per evitare che la batteria venga inutilmente scaricata, viene impiegato come trasmettitore un LED all'infrarosso e come ricevitore un fotodiodo sensibile all'infrarosso e munito di filtro per questa banda. Il sistema viene eccitato da impulsi intervallati di 3...4 secondi. La durata della batteria potrà così essere di circa tre mesi. Quando la batteria non è più efficiente perchè scarica, l'avvisatore comincia a suonare ad intermittenza, e non in modo continuo come quando segnala la presenza di fumo.

Costruzione pratica

La *figura 3* illustra lo schema completo dell'avvisatore di fumo. T1 e T2 formano un multivibratore astabile, che genera il segnale di clock per l'attivazione ad impulsi del LED trasmettitore D1. Questo circuito, composto da

due transistori complementari (PNP ed NPN), ha il vantaggio di non assorbire praticamente corrente durante le pause dei segnali di clock. La durata degli impulsi è di 0,5 ms, mentre le pause durano 3...4 secondi. La corrente media assorbita dalla batteria è di 300 μA. Il condensatore C1 agisce da accumulatore, immagazzinando l'energia necessaria a fornire l'impulso di circa 0,5 A necessario per l'accensione del LED trasmittente.

Se il percorso del raggio viene attraversato dal fumo, una parte della luce verrà riflessa di lato (il fenomeno è facilmente osservabile soffiando il fumo di una sigaretta nel raggio di un proiettore cinematografico) ed andrà a colpire il fotodiodo. Il fatto che in questo caso la "luce" è infrarossa e quindi non visibile, non cambia la sostanza del fenomeno. Il fotodiodo eccitato emette un impulso di tensione che viene fortemente amplificato dall'amplificatore operazionale IC1. Mediante R18, il guadagno dell'amplificatore operazionale potrà essere variato entro ampi limiti. R6 ed R7 determinano il punto di lavoro di IC1 ed R10 limita la corrente assorbita. Il segnale amplificato viene raddrizzato nel circuito duplicatore di tensione formato da C7, C12, D3 e D4. Questo circuito fornisce un livello logico "alto" ad una delle quattro porte logiche CMOS contenute in IC2. Il segnale logico "basso" proveniente dal piedino 3 di IC2 provoca, tramite D5, D6 ed R17, la conduzione del circuito Darlington formato da T3 e T4: il cicalino inizia così a suonare. C8 "memorizza" il livello "basso" durante le pause tra gli impulsi e C9 agisce da cortocircuito per la tensione alternata del cicalino, il quale potrà così continuare a suonare con maggiore facilità. Tra i terminali A e B possono essere collegati altri circuiti a cicalino (comprendenti D6, R17, C8, C9, T3 e T4, nonchè un altro cicalino ed una batteria). Questi circuiti derivati possono servire, per esempio, a trasmettere l'allarme in un altro locale.

Il controllo di efficienza della batteria agisce mediante T5. Se la batteria è a piena carica, T5 è interdetto tramite i diodi D8 (diodo zener da 2,1 V) e D9 (diodo zener da 7,5 V). Quando la tensione della batteria scende ad un valore inferiore a 7,5 V, D9 cessa di condurre e la tensione di emettitore di T6 sale al livello totale della tensione di alimentazione ancora disponibile. Poichè la differenza di potenziale tra base ed emettitore è ora maggiore di 0,7 V, T5 lascia passare corrente ed ai capi di R13 compare un livello logico "alto", che permette il funzionamento del multivibratore formato dalle due porte logiche di IC2, le cui uscite corrispondono ai piedini 10 ed 11. Il cicalino è eccitato a suonare ad intermittenza tramite D7 che è un diodo di disaccoppiamento.

Precauzioni da osservare durante il montaggio

Il circuito stampato per la costruzione dell'avvisatore di fumo appare in *figura 4*. La disposizione dei componenti potrà essere ricavata dalla fotografia, nella quale però manca C9, che è stato aggiunto in un secondo tempo. Il montaggio del fotodiodo all'infrarosso avverrà per ultimo e la sua faccia anteriore dovrà essere ben aderente alla finestrella dello strumento. In que-

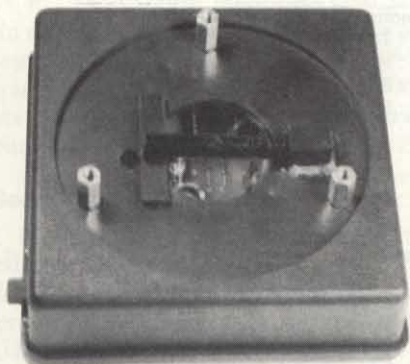



Fig. 1. La "luce" infrarossa viene convogliata entro uno spezzone di tubetto sterlingato; osservare la posizione della "finestrella" del fotodiodo.

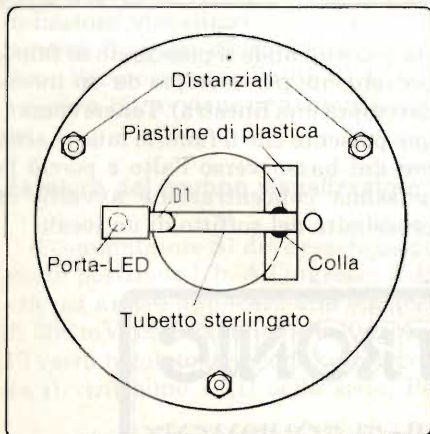



Fig. 2. Schizzo del montaggio del "condotto di luce".

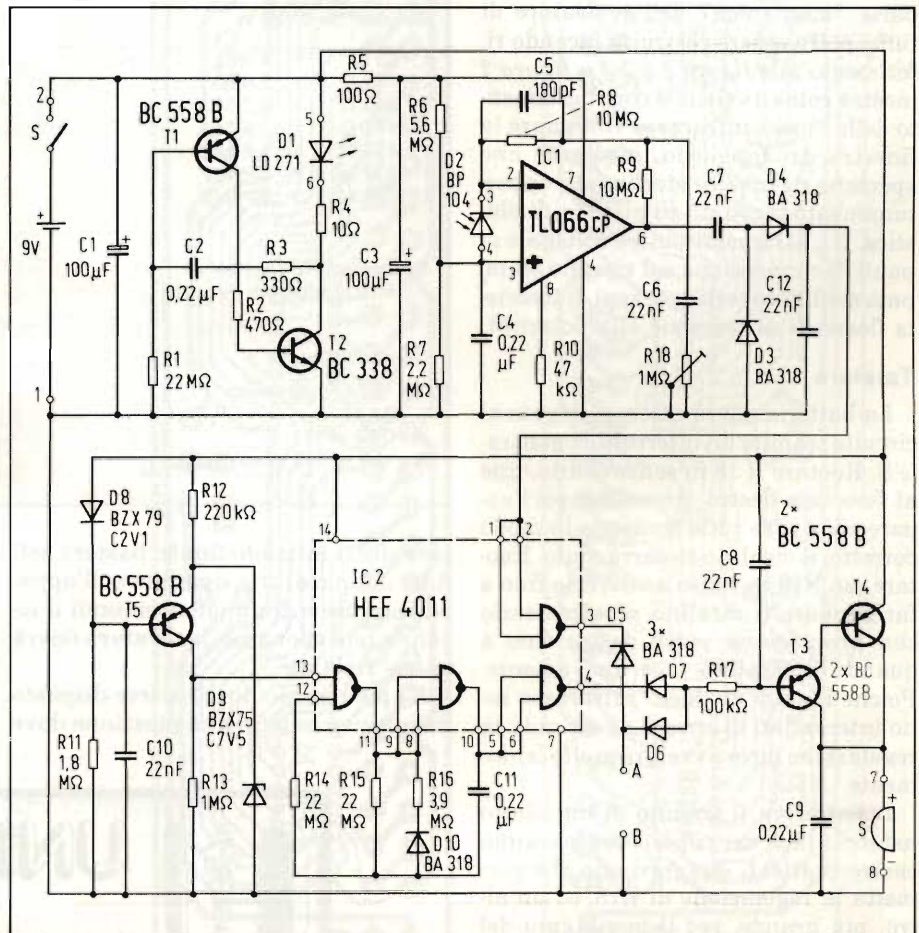



Fig. 3. Lo schema completo mostra il generatore d'impulsi, il trasmettitore all'infrarosso, il relativo ricevitore e l'amplificatore; appaiono anche il segnalatore di fine carica della batteria, il multivibratore ed il circuito del cicalino.

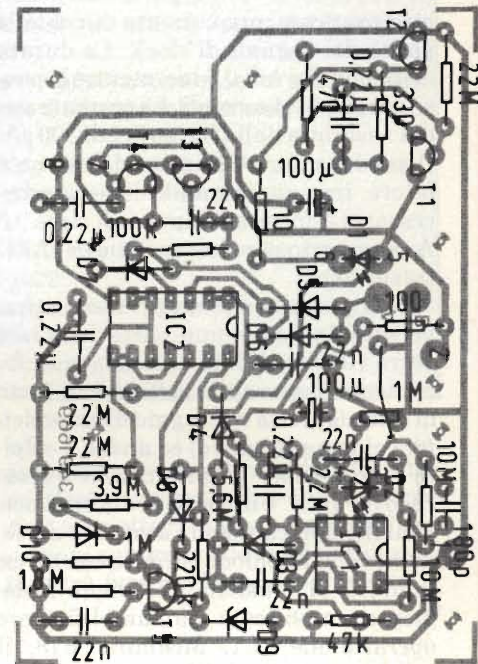
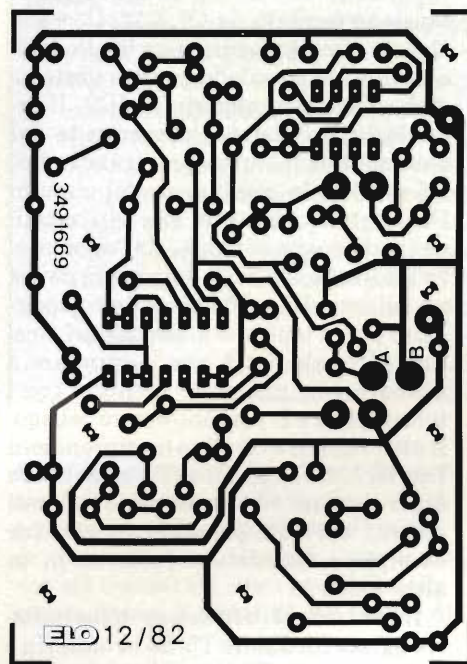
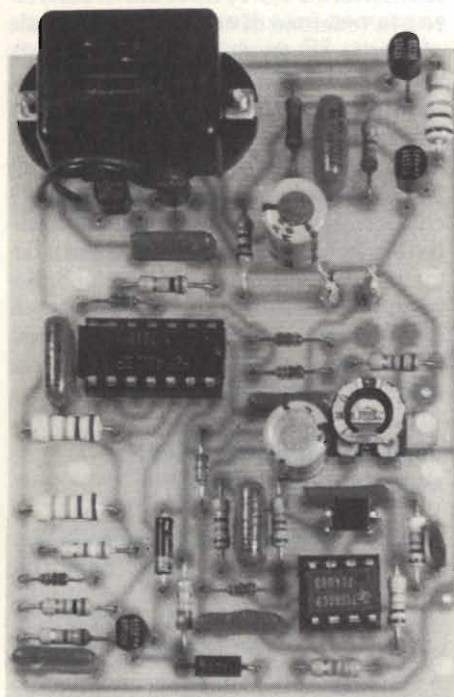



Fig. 4 - Foto, circuito stampato e disposizione dei componenti per la realizzazione.

sto modo, la sensibilità dell'avvisatore di fumo verrà parecchio aumentata. La parte "meccanica" dell'avvisatore di fumo potrà essere costruita facendo riferimento alle *figure 1* e 2. La *figura 2* mostra come avviene il convogliamento della "luce" infrarossa fino sopra la finestra del fotodiodo, mediante uno spezzone di tubetto sterlingato opportunamente incollato su pistrine di plastica. Il LED trasmittente è collegato ai punti di connessione sul circuito stampato mediante corti spezzoni di trecciola flessibile (attenzione alla polarità).

Elenco dei componenti

Resistori da 0,125 W

1 : 10 Ω
1 : 100 Ω
1 : 330 Ω
1 : 470 Ω
1 : 47 kΩ
1 : 100 kΩ
1 : 220 kΩ
1 : 1 MΩ
1 : 1,8 MΩ
1 : 2,2 MΩ
1 : 3,9 MΩ
1 : 5,6 MΩ
2 : 10 MΩ
3 : 22 MΩ

Potenziometro trimmer

1 : MΩ, montaggio coricato

Condensatori

1 : 180 pF, ceramico
5 : 22 nF
4 : 0,22 μF
2 : 100 μF, 10 V, elettrolitici

Semiconduttori

1 : TL 066 CP
1 : HEF 4011 oppure CD 4011
4 : BC 558 B
1 : BC 338
6 : 1 N 4148 oppure BA 318
1 : BZX 75 C2 V1
1 : BZX 79 C7 V5
1 : BP 104, fotodiodo all'infrarosso
1 : LD 271, LED all'infrarosso

Varie

1 : Circuito stampato
1 : Zoccolo per c.i., 14 piedini
1 : Zoccolo per c.i., 8 piedini
1 : Clip per batteria
1 : Interruttore a levetta
5 : cm Tubetto sterlingato nero da 5 mm
1 : PortaLED
1 : Cicalino miniatura
Astuccio
3 : Distanziali

Taratura

La batteria dovrà essere collegata al circuito tramite un interruttore generale S. Ruotare R 18 in senso orario, fino al finecorsa destro. Accendere poi l'apparecchio e, se tutto funziona in modo corretto, il cicalino rimarrà muto. Ruotare poi R18 in senso antiorario fino a far suonare il cicalino e poi ruotarlo con precauzione verso destra fino a quando il cicalino tace nuovamente. Poiche i lampi di "luce" infrarossa sono intervallati di circa 3...4 secondi, la regolazione deve avvenire molto lentamente.

Inserire ora il circuito in un adatto astuccio, sul cui coperchio dovranno essere praticati due fori: uno che permetta la regolazione di R18, ed un altro, più grande, per il montaggio del gruppo sensore, che dovrà essere fissato sul circuito stampato mediante opportuni distanziali. Sarà ora possibile eseguire il collaudo finale: basterà soffiare il fumo di una sigaretta sull'apparecchio. Se entro quattro secondi il cicalino non suonasse, la taratura dovrà essere ripetuta.

L'apparecchio dovrà essere disposto definitivamente in una posizione dove sia più probabile il passaggio di fumo, proveniente per esempio da un incendio (sopra una finestra). Tenere comunque presente che il fumo si muove sempre dal basso verso l'alto e perciò la massima concentrazione avverrà in prossimità del soffitto di un locale.

MISURA DEL CONSUMO DI CARBURANTE E CONTAGIRI PER AUTO

Hartmut Schlichtmann - Seconda parte

In questo articolo viene completata la descrizione dello strumento. L'indicazione analogica mediante strumento ad indice potrà essere sostituita con una visualizzazione a banda rettilinea di LED, molto più comoda per l'impiego automobilistico. Vengono inoltre dati alcuni consigli pratici per l'uso dello strumento, la sua messa a punto e l'installazione su autovetture con diversi sistemi di alimentazione del carburante.

Volendo avere un'indicazione del consumo del carburante visualizzata mediante una banda di LED, invece dell'indicazione analogica proposta nella prima parte di questo articolo, sarà necessario costruire il secondo circuito stampato secondo le indicazioni che seguono.

Seconda versione

In questo caso vengono impiegati tre circuiti integrati UAA180 e 38 LED. Dopo aver collegato MP4 ad S2a, sarà presente agli ingressi di pilotaggio (UAA 180, piedino 17) una tensione che produrrà un'indicazione quasi-analogica, in forma di banda luminosa. Il circuito stampato e la disposizione dei componenti per il montaggio sono illustrati nelle *figure 13* e *14*. Questo indicatore visualizzerà il consumo di benzina in passi di 0,5 litri cadauno. Dopo l'accensione dell'ultimo LED (18 l, *Figura 15*), avviene una commutazione

Taratura del gruppo visualizzatore

Il commutatore S1 deve essere disposto in posizione l/h. All'ingresso Z dovrà poi assere applicata una tensione di 236 mV (corrispondente a 10 l/h). P 10 verrà regolato in modo che si accenda il ventesimo LED della serie. Per

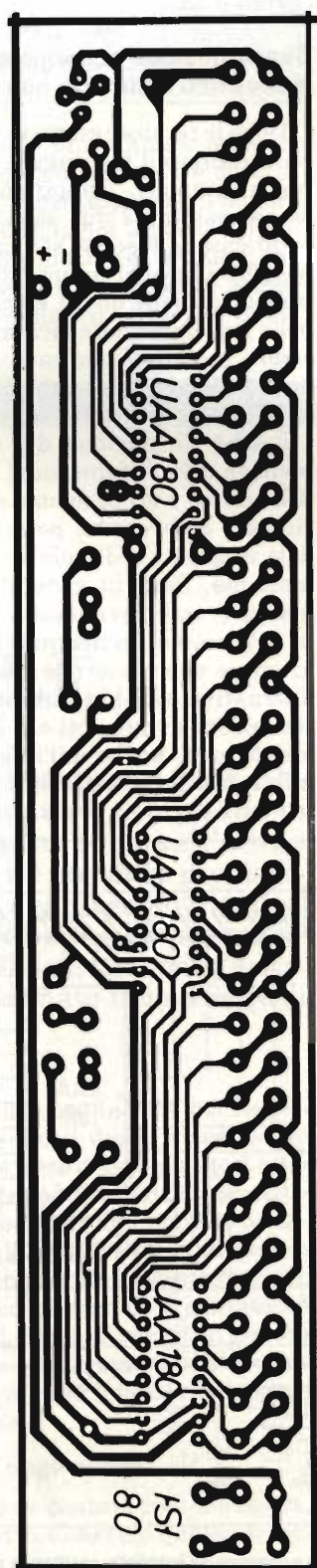
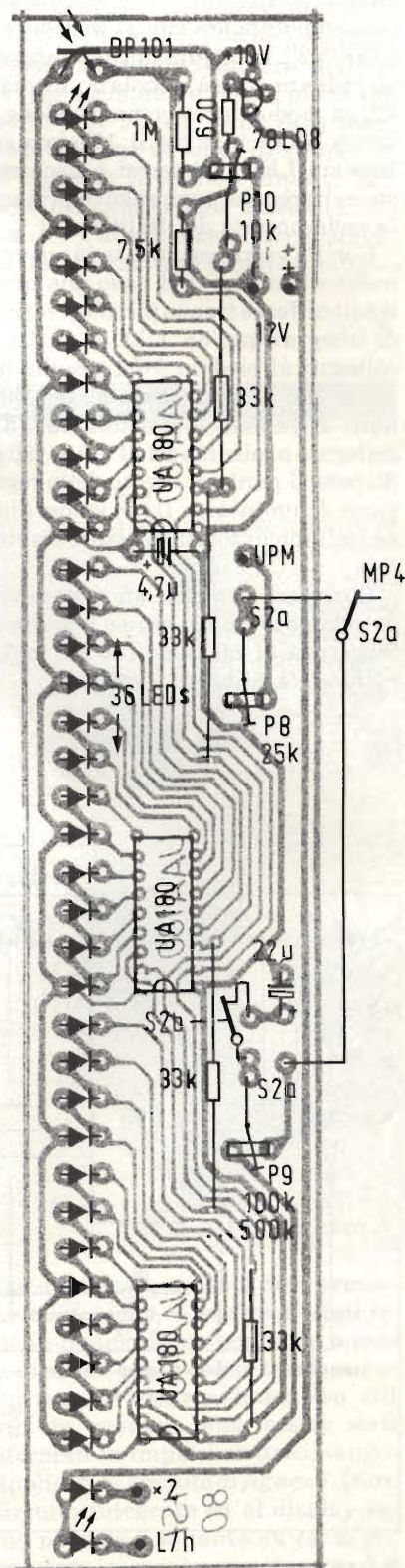



Fig. 13. Circuito stampato per la costruzione dell'indicatore a banda di LED.

Fig. 14. Disposizione dei componenti per l'indicatore a 36 LED.

predisporre la commutazione alla portata "x 2", P12 dovrà essere ruotato fino al finecorsa sinistro (CD 4013, piedino 4 senza reset). La tensione d'ingresso dovrà ora essere aumentata fino all'accensione del trentaseiesimo LED e P11 dovrà essere ruotato sintanto che il flip flop commuterà. In questo modo, il relè verrà disattivato ed il guadagno dell'amplificatore operazionale verrà diminuito dal fattore 2 al fattore 1. Contemporaneamente si accenderà il LED "x2". La soglia di commutazione all'indietro verrà regolata mediante P2, in modo che la commutazione avvenga all'incirca tra il 15esimo ed il 16esimo LED. L'isteresi è necessaria per evitare una permanenza prolungata nella portata dei 18 litri.

Con P8 verrà eseguita la taratura del numero dei giri (nel caso che questa tensione fosse troppo piccola, i resistori di integrazione da 1 kΩ e da 10 kΩ, collegati al piedino 3 del circuito integrato NE 555, dovranno essere diminuiti di valore). Il resistore da 7,5 kΩ collegato al piedino 2 dell'UAA 180 predispone il punto di lavoro della regolazione di luminosità. Il suo valore dipende dal tipo di fototransistore impiegato.

Il numero di giri di un motore viene determinato come segue (condizioni: frequenza di taratura 100 Hz in TP2, motore a 4 cilindri):

$$f = \frac{n \cdot C}{120}$$

$$n = \frac{120 \cdot f}{C} = \frac{120 \cdot 100}{4} = 3000$$

Il numero di giri sarà perciò di 3000 al minuto. Partendo da un numero massimo di giri di 6000 al minuto, sarà possibile regolare con P8 l'accensione della banda luminosa fino al 18esimo LED. Applicando al circuito una frequenza di 50 Hz (TP1), si accenderanno i primi 9 LED.

Senza qualche accorgimento meccanico il circuito non funziona

Dopo le tarature eseguite, dovrà essere intrapreso il montaggio del circuito nell'automobile. Dapprima dovranno essere montati i due sensori (non dimenticare le fascette stringitubo). Dopo il fissaggio del circuito stampato dei trasduttori (che dovrà essere montato nelle loro immediate vicinanze), dovrà essere installato un cavo di collegamento. Non importa quale sia la polarità di collegamento dei sensori.

Poichè l'inserzione del sistema di prelievo delle informazioni riguardanti le marce è un problema specifico di ciascun autoveicolo, potranno essere date in questa sede solo indicazioni di massima. Sarà in generale possibile montare, sulla leva o sulla trasmissione del cambio, un magnete in grado di azionare due o più relè reed; un'altra alternativa potrebbe consistere nell'installazione di pulsanti o di barriere fotoelettriche, anche all'infrarosso, od infine di sensori ad effetto Hall.

L'ultimo trimmer dovrà essere regolato con l'automobile in marcia. Il commutatore S1 deve essere in posizione l/h. Dopo aver raggiunto con l'automobile una velocità di 100 km/h in quarta marcia, il commutatore S1 viene portato in posizione l/100 km; P1 verrà regolato fino ad ottenere un'indicazione uguale a quella della posizione l/h (allo scopo sarà utile disporre dell'aiuto di un compagno di viaggio). Con questa operazione terminerà l'operazione di messa a punto del circuito.

Varianti costruttive

È anche possibile applicare il circuito a veicoli sprovvisti di condotto di ritorno della benzina. In questo caso, basterà un solo trasduttore di flusso direttamente inserito prima del carburatore. Verrà utilizzata soltanto metà del circuito stampato dei sensori (attenzione: è necessario ridurre la tensione di uscita ai piedini 14 e 15 del CD 4098, mediante R e C). Se il consumo è basso, la benzina arriverà al carburatore in modo intermittente, durante le brevi aperture della valvola a spillo del galleggiante. Se ora viene montato un sensore, ogni breve apertura della valvola a spillo del galleggiante dovrà vincere la sua inerzia. Questo procedimento provoca un'indicazione più elevata del normale ai bassi valori della portata. Nonostante l'elevato guadagno dell'amplificatore operazionale disposto nel circuito del sensore, quando il flusso di benzina è ridotto non c'è

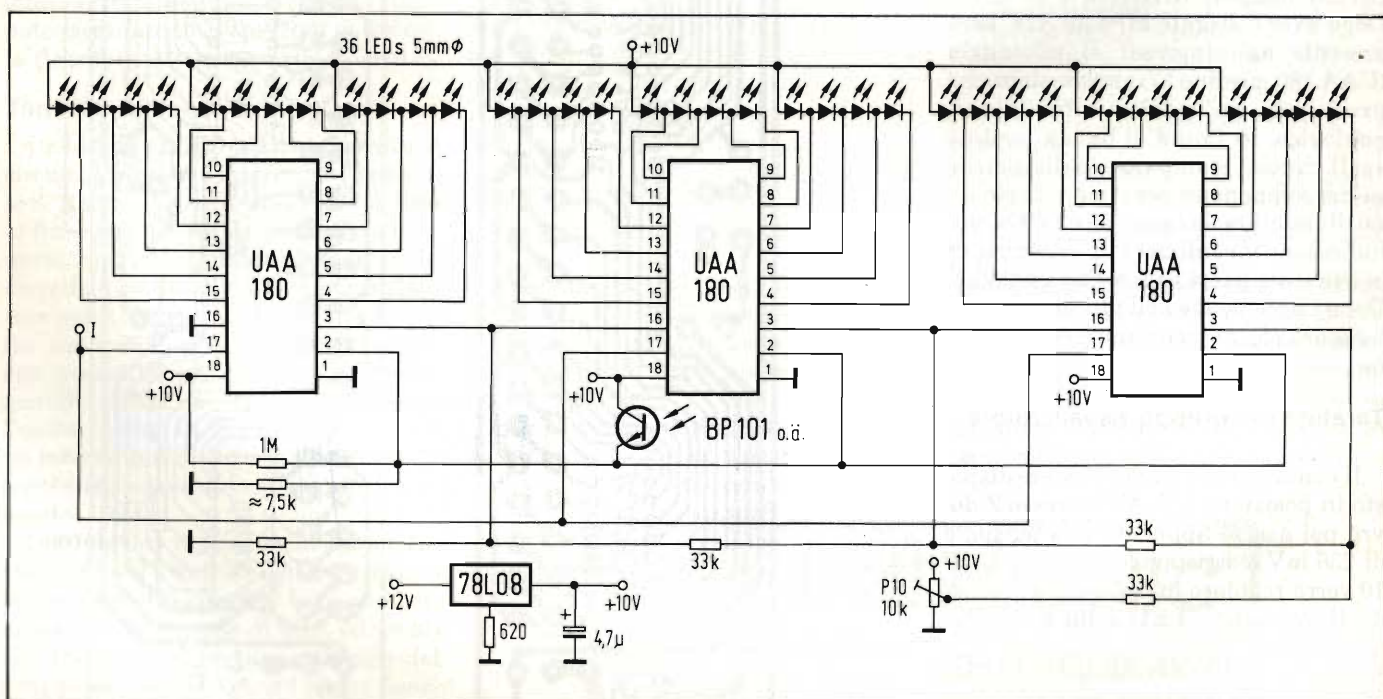



Fig. 15. Possibilità circuitale per l'indicazione del consumo di benzina mediante una banda di 36 LED.

Bibliografia:

(1) U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiter - Schaltungstechnik (Tecniche circuitali a semiconduttori) V edizione 1980, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York.
(2) Foglio dati 8013, Intersil
(3) Foglio dati trasduttori ad impulsi KDM
(4) Elektronik Arbeitsblatt 122. ELEKTRONIK 1979, fascicoli 16 e 17.
(5) COS/MOS Integrated Circuits, RCA
(6) Ingenieur Seiten, FUNKSCHAU 1980, fascicoli 11 e 12
(7) The linear Control Circuits, Data book 1980, Texas Instrument.
(8) Datenbuch Lineare Schaltungen 1976/77. Siemens.

nessuna possibilità che il segnale arrivi senza inconvenienti alla limitazione dei picchi. Queste constatazioni consigliano sempre l'impiego di due sensori, quando i motivi tecnici permettano la loro installazione sull'automobile. Esperimenti effettuati con due sensori in autoveicoli di prova hanno indicato un flusso di circa 30 l/h nel condotto di ritorno della benzina, già con il motore al minimo. Variazioni brusche dell'indicazione del consumo di benzina, che possono avvenire percorrendo strade in cattive condizioni (presenza di cunette), hanno origine, secondo una comunicazione della KDM, da indesiderate aperture della valvola a spillo del galleggiante del carburatore.

Un'estensione dell'indicazione in l/100 km anche alla prima ed alla seconda marcia è possibile, in linea di principio (quando sia risolto il problema del rilevamento elettrico dell'informazione riguardante la marcia), con l'aggiunta di altri due interruttori analogici (1/2 CD 4066). Poichè in questo caso esiste un elevato rapporto di riduzione (per esempio, in prima marcia il rapporto è di 1:3,64), viene raggiunta molto presto una tensione inferiore a -1 V all'ingresso X (minore linarità del divisore nel campo delle tensioni inferiori a -1 V); dovrà essere perciò prevista in questo caso una minore precisione. ■

CONTATORE UNIVERSALE PROGRAMMABILE

W. Knobloch, H. Neumayr

Questo contatore è ideale per l'impiego nei registratori dove, rilevando la rotazione di uno dei rulli guidanastro, è in grado di indicare la lunghezza di nastro che passa da una bobina all'altra e di fermare il registratore in corrispondenza ad una cifra predisposta. Il conteggio è automatico ed avviene in avanti ed all'indietro. L'impiego di questo contatore non è però limitato agli organi rotanti e serve ad effettuare il conteggio di qualsiasi fenomeno periodico o non periodico che possa essere trasformato in una serie di impulsi elettrici.

Quasi tutto il circuito è integrato su un unico chip: il contatore avanti/indietro a quattro cifre ICM 7217 A. Questo circuito integrato pilota direttamente il display LED a sette segmenti con catodo comune. Il circuito integrato contiene un contatore avanti/indietro a quattro decadi con possibilità di predisposizione della cifra e rilevazione in parallelo della condizione di azzeramento, un registro di confronto programmabile, un oscillatore multiplex integrato (per i display a LED), un ingresso di conteggio a trigger di Schmitt, uscite TTL-compatibili per la trasmissione dei dati ed infine registri di parità, del contatore e della condizione di zero. Inoltre, per risparmiare corrente, il display può essere spento. Una serie di commutatori rotativi ad uscite codificate BCD permetterà di predisporre un determinato numero: quando il contatore raggiungerà lo stato corrispondente a questo numero, verrà emesso un segnale; il contatore è in grado di contare eventi di natura diversa, tra cui il numero di giri effettuati da un organo rotante nei due sensi di rotazione.

Conteggio degli eventi

Gli eventi da contare possono essere, come già detto, di natura qualsiasi: numero di giri di un modellino di automobile su un'autopista, unità di conversazione telefoniche, e qualsiasi altro fenomeno a ripetizione periodica o non periodica che possa essere trasformato in un segnale elettrico impulsivo. Gli eventi da contare, dopo essere stati trasformati in impulsi elettrici, vengono applicati al circuito di *figura 1*. Oltre al circuito integrato ed al display saranno necessari soltanto un resistore, un condensatore, alcuni pulsanti ed il

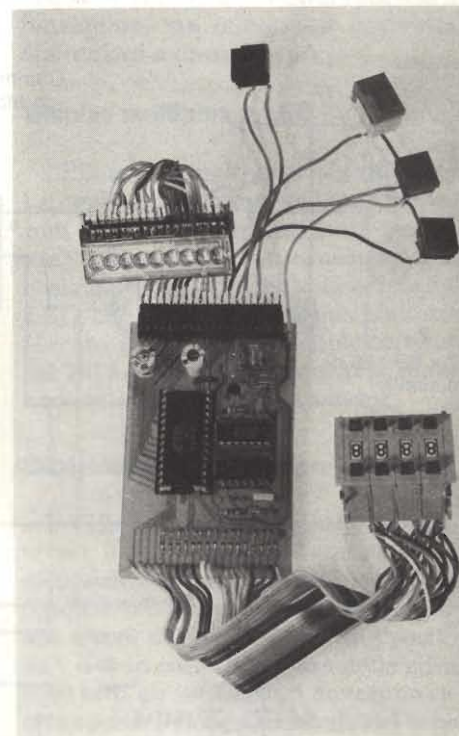
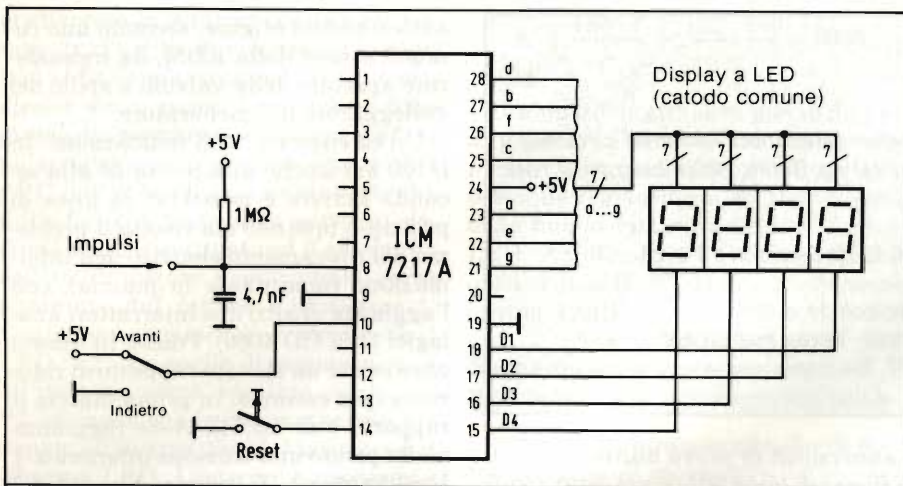



Fig. 1. Questo semplice contatore somma (oppure sottrae) eventi od impulsi in sequenza.

Fig. 3. Esistono tre possibilità di convertire un movimento rotatorio in impulsi elettrici: Con un diaframma munito di fessura, con un nastro adesivo riflettente o con un certo numero di settori anneriti quando siano necessari parecchi impulsi per ogni giro.

commutatore BCD per la predisposizione della fine del conteggio, nonchè un alimentatore a 5 V. La direzione del conteggio dipende dal livello logico presente al piedino 10 del circuito integrato: un livello "alto" significa conteggio in avanti ed un livello "basso" significa conteggio all'indietro.

Per il conteggio dei giri occorre qualche accessorio in più

Il funzionamento del contatore come contagiri necessita di una modifica al circuito. Come illustrato in *figura 2*, saranno necessari altri due circuiti integrati, due fototransistori, un transisto-

Fig. 2. Con questo circuito potranno essere contati in avanti oppure all'indietro i giri di un organo rotante. E' possibile realizzare un arresto automatico del motore od un'altra segnalazione in corrispondenza di un numero di giri predisposto.

Elenco dei componenti

Resistori da 0,135 W
1 : 100 Ω
3 : 4,7 kΩ
2 : 100 kΩ

Condensatori/elettrolitici
1 : 1 nF
1 : 1 µF, 16 V
2 : 100 µF, 16 V (vedi disposizione dei componenti)

Semiconduttori
1 : ICM 7217 A/PI
1 : 4013
1 : 4093
2 : BP 103 II, oppure BPX 81, oppure BPW 40 (fototransistori)
17: 1N4148
1 : Display a LED a quattro cifre con catodo comune.

Varie
1 : Commutatore-codificatore BCD
1 : Relè, per esempio ITT MZ 5 HG
4 : Pulsanti
1 : Circuito stampato
2 : Connettori a 20 poli (non assolutamente necessari)

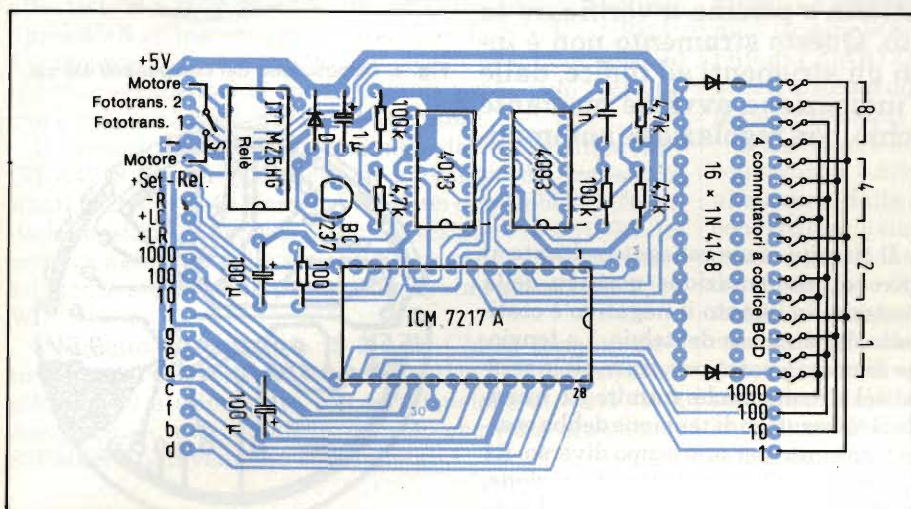



Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

re normale, un relè, quattro interruttori a codice BCD e sedici diodi. Il tutto è necessario per riconoscere il verso di rotazione e per poter effettuare il conteggio dei giri. La disposizione dei fototransistori è illustrata nella *figura 3*, che illustra anche le modifiche da apportare all'organo rotante. Questa disposizione presenta anche uno svantaggio, che non deve essere sottovalutato: in caso di arresto impreciso della fessura o del riflettore, può avvenire l'errato conteggio di un impulso. Quando questo fatto costituisce un disturbo, dovrà essere possibile la commutazione manuale allo schema di *figura 1*.

Predisposizione del conteggio

I numeri rilevati al commutatore in codice BCD vengono inseriti nel contatore e visualizzati sul display alla pressione del pulsante "predisposizione"; il contatore proseguirà il conteggio a partire da questa cifra. Dopo la pressione del tasto "carica" (registro di carica) il numero predisposto verrà trasferito nel registro interno dell'integrato ICM 7217 A.

Quando il numero presente alle uscite del contatore corrisponderà esattamente a quello caricato nel registro, apparirà all'uscita del piedino 3 un livello logico "basso" che provocherà, dopo essere stato invertito, la commutazione del flip flop tipo D visibile sulla parte

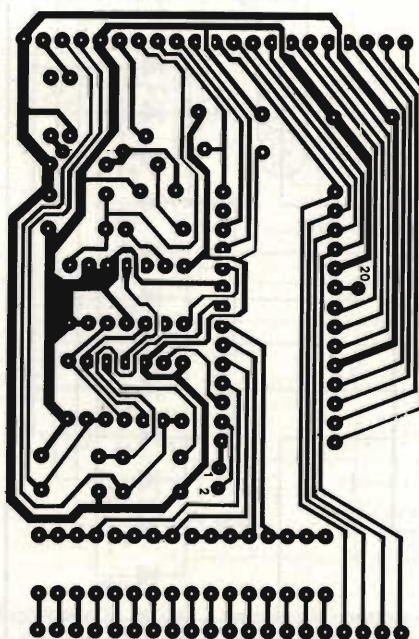



Fig. 5. Serigrafia delle piste del c.s.

inferiore dello schema. Il relè collegato all'uscita Q del flip flop (tramite il transistore BC 237) viene diseccitato e rimane in questo stato fino alla pressione del pulsante "relè", che provoca nuovamente l'eccitazione del relè. Lo stesso effetto viene ottenuto anche premendo i tasti "carica" e "predisposizione". Premendo il pulsante "reset" l'intero circuito viene azzerato (escluso il relè). Il display rimane spento fino all'arrivo del primo impulso. Il display potrà essere spento anche applicando un livello logico "alto" al piedino 20 dell'ICM 7217 A. Il contatore seguita a funzionare, ma la corrente assorbita diminuisce a circa 300 µA.

Display multiplex a LED

"Pilotaggio multiplex" significa che i singoli segmenti non vengono mantenuti contemporaneamente accesi, ma vengono attivati in sequenza: viene così diminuita la corrente assorbita dai LED, che hanno un consumo piuttosto elevato. L'oscillatore multiplex interno del 7217 A oscilla a circa 10 kHz, senza necessità di componenti esterni.

Costruzione del contatore

In *figura 6* appare il circuito stampato per il montaggio del contatore; la disposizione dei componenti appare in *figura 4*. Il commutatore di codifica dovrà essere del tipo cosiddetto "positivo", cioè in corrispondenza della cifra 0000 tutti gli interruttori dovranno essere aperti. Poichè i commutatori sono collegati in parallelo, dovranno essere disaccoppiati mediante i 16 diodi.

Con display acceso a piena illuminazione, la corrente assorbita dal contatore sarà di 80 mA; con il relè eccitato la corrente salirà a 150 mA.

■

CONTROLLO A LED DELLA TENSIONE DI BATTERIA PER AUTO

W. Knobloch e H. Schichtmann

Questo circuito serve a segnalare il valore della tensione della batteria dell'auto e le sue variazioni al momento dell'accensione dei fari o della commutazione del regolatore; serve inoltre a tenere d'occhio lo stato di carica della batteria e persino a verificare se uno degli elementi è in cortocircuito. Questo strumento non è influenzato, come avviene invece con gli strumenti ad indice, dalle irregolarità del fondo stradale. L'indicazione avviene mediante LED allineati lungo un arco di cerchio, con regolazione automatica della luminosità.

L'indicazione delle tensioni variabili da 9,5 a 15,5 V avviene mediante una serie di 13 LED. Nell'impianto elettrico degli autoveicoli sarà sufficiente una suddivisione dell'indicazione in gradini di 0,5 V; infatti le differenze di tensione che è possibile osservare nei diversi circuiti della vettura sono sempre molto maggiori. Per questo motivo, il misuratore di tensione rappresentato in *figura 1* ha la scala suddivisa in 13 LED. Oltre a questi, saranno anche necessari un circuito integrato, un fotodiodo, un condensatore elettrolitico, 7 resistori ed un potenziometro trimmer.

Il circuito viene collegato soltanto al cavo di alimentazione positivo della batteria, in quanto il negativo è costituito dalla massa del telaio. La tensione di misura potrà pervenire all'ingresso del circuito anche tramite R1, quando il misuratore di tensione debba essere impiegato per uno scopo diverso. R1 forma, con R2, un partitore di tensione, la cui tensione di uscita viene applicata al piedino 11 del circuito integrato. R3 ed R4 permetteranno di regolare la risposta in modo che il passaggio da un LED al successivo non avvenga in modo repentino, per poter essere in grado di valutare anche i valori intermedi.

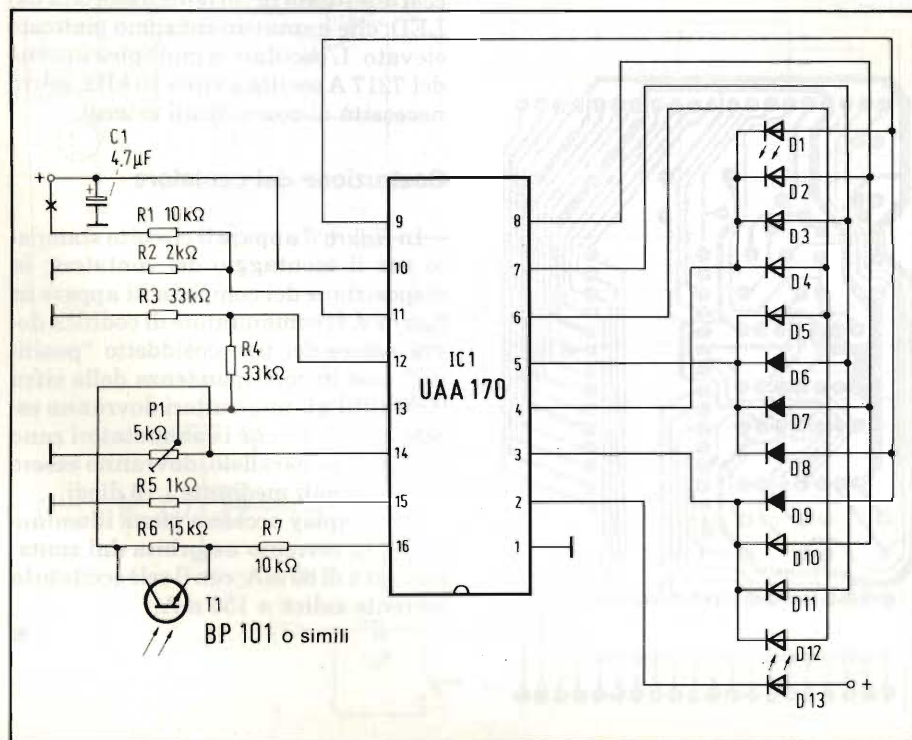



Fig. 1. Lo schema del misuratore di tensione a LED è semplice e comprensibile.

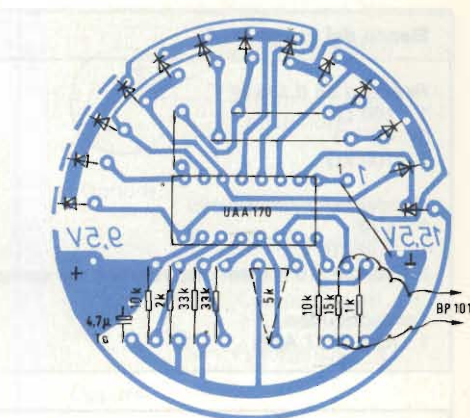



Fig. 2. Disposizione dei componenti sul c.s.

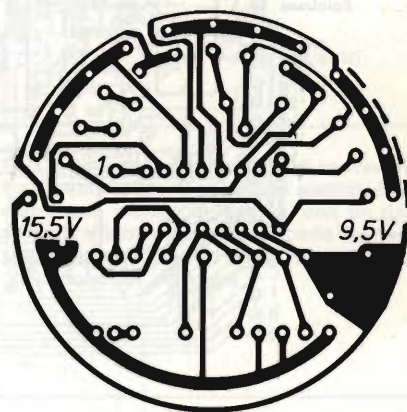



Fig. 3. Serigrafia delle piste di rame sul c.s.

L'intensità luminosa dei LED dipende da R6 ed R7, nonchè dal fototransistore; la possibilità di autoregolazione della luminosità del display è vantaggiosa nei viaggi notturni. Nel caso che il BP101 dovesse essere sostituito da un tipo diverso, il valore di R7 dovrà essere variato a seconda delle circostanze. Con P1 sarà infine possibile regolare la posizione del LED corrispondente a 12,5 V (in corrispondenza a questa tensione dovrà accendersi il settimo LED).

Il circuito integrato UAA 170 trasforma la tensione di misura a variazione analogica in una serie di livelli logici che si manifestano nella successione dei piedini d'uscita; ciascuno di questi livelli logici provocherà l'accensione di uno dei LED; il circuito integrato UAA 180 produrrà invece una striscia luminosa, perchè i LED dei livelli di tensione inferiori a quello corrispondente alla tensione misurata, restano accesi in permanenza.

Tutti i componenti dovranno essere montati sul circuito stampato (*figura 3*), senza dimenticare i ponticelli. Per la disposizione dei componenti sarà necessario osservare la *figura 2* e la fotografia dell'apparecchio completo. ■

CONVERTITORE CC/CC: 80V ... 12V/10A

Il convertitore è formato essenzialmente da due transistori SIPMOS BUZ41A (Siemens) che lavorano in controfase, e che sono pilotati dal circuito integrato TDA4718 (Siemens). La tensione continua d'ingresso (circa 80 V) è separata dalla tensione d'uscita (12 V) dal trasformatore di uscita. La frequenza di lavoro del convertitore è 50 kHz. Il rendimento ottenibile si aggira sul 75%. I limiti delle tensioni continue applicabili all'ingresso possono andare da + 56 V a + 100 V. Un circuito di protezione fa in modo che eventuali tensioni inferiori o superiori ai suddetti limiti, producano l'interruzione del funzionamento del convertitore.

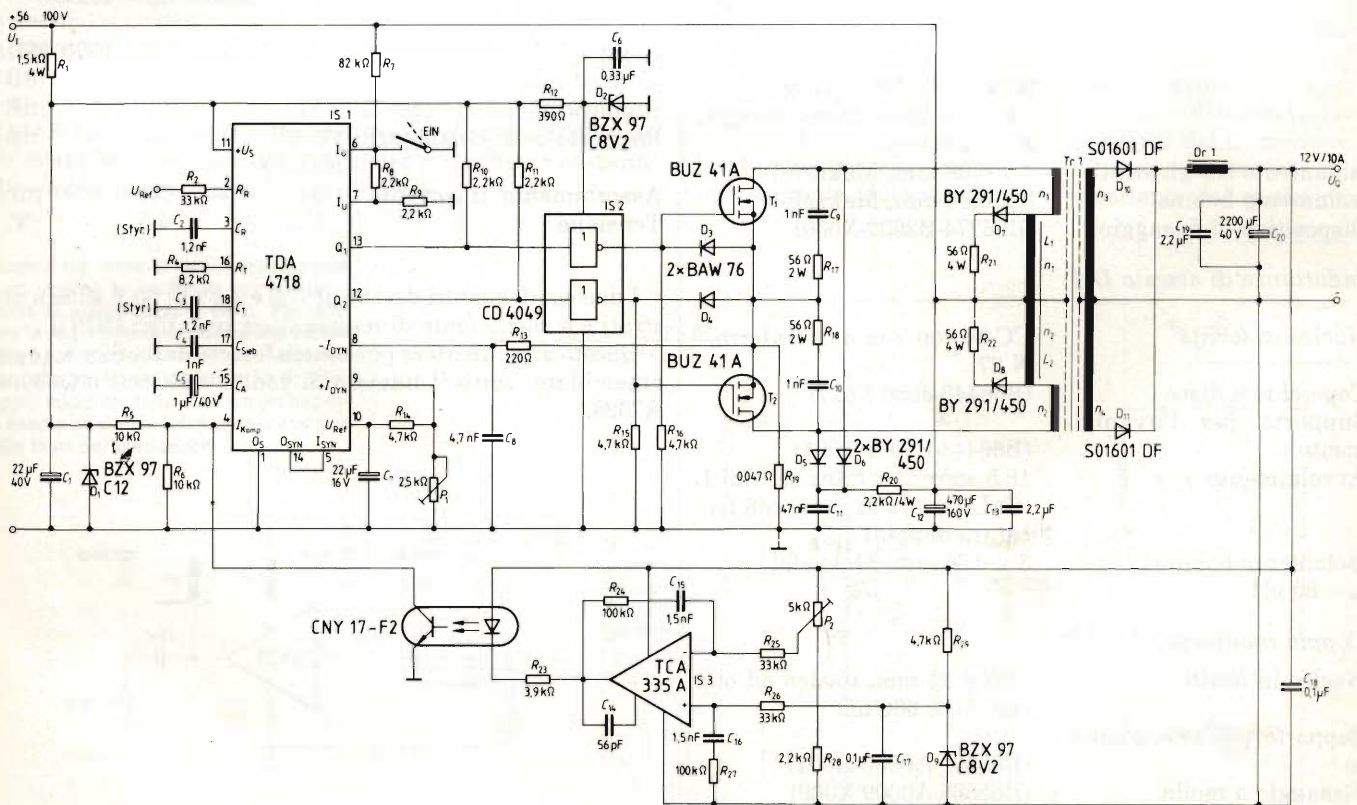
Il circuito integrato di comando del convertitore IS-1 (TDA4718 Siemens) e quello di pilotaggio dei transistori finali IS-2 (CD 4049 Siemens) vengono entrambi alimentati dalla tensione d'ingresso tramite il resistore in serie R1. La potenza assorbita dalla sezione di comando del convertitore ammonta a 0,45 W; la potenza dissipata sul resistore R1, 2 W.

Il circuito di pilotaggio IS 2 è un CMOS formato da 6 invertitori; gli invertitori sono collegati in parallelo a 3 x 3. Il pilota 4049 è alimentato con una tensione di 8,2 V, e di conseguenza, non c'è alcun pericolo che i due transistori SIPMOS finali vengano sovrapilotati.

Il circuito integrato di comando IS 1 è collegato in maniera da formare un oscillatore a 100 kHz, e di conseguenza fornirà al convertitore una frequenza di comando di 50 kHz. Le pause tra un impulso e l'altro di comando durano 1,5 μs.

Come già detto, la tensione d'ingresso + V1 è controllata nei confronti di sovratensioni superiori a 100 V, e di sottotensioni inferiori a 56 V. Il sistema di controllo nei riguardi delle tensioni inferiori a 56 V fa sì che le batterie che forniscono la tensione d'ingresso al convertitore non possano facilmente scaricarsi.

La limitazione dinamica della corrente circolante nello stadio finale è attuata mediante un anello di controllo incentrato sul resistore R19, un filtro e l'integrato TDA4718 (Siemens). La tensione che si forma ai capi di R19 viene applicata al terminale 8 del TDA4718 tramite un filtro passa-basso formato da R13/C8. La soglia di entrata in funzione di questo sistema dinamico di controllo della corrente circolante nei transistori finali è attuato e regolato mediante P1.

Il sistema di stabilizzazione della tensione di uscita del convertitore è attuato dall'operazione TCA 335A (Siemens) alimentato dalla tensione presente ai morsetti d'uscita del convertitore, e cioè 12 V. Le tensioni applicate all'ingresso di questo operazionale sono rispettivamente, una fissa, fornita dal diodo zener BZX97, applicata all'ingresso non invertente dell'operazionale, e quella di uscita del convertitore, applicata all'ingresso invertente tramite il potenziometro P2; quest'ultimo serve a regolare la prontezza della risposta del sistema di stabilizzazione nei confronti della variazione della tensione di uscita. Questa tensione-differenza, amplificata dall'operazionale, viene applicata tramite il fotoaccoppia-

Convertitore cc/cc 80 ... 12 V/10 A. I transistori finali SIPMOS BUZ 41 A lavorano in controfase. L'oscillatore è realizzato con il circuito integrato TDA 4718. La frequenza degli impulsi di comando è 50 kHz. I transistori finali sono pilotati dal CD 4049. Il convertitore è munito di un sistema di stabilizzazione della tensione e di uscita e di un sistema che provvede a fare in maniera che se le tensioni d'ingresso avessero un valore al disotto di 56 V e al disopra di 100 V, il convertitore si bloccherebbe e non verrebbe pertanto danneggiato.

tore CNY 17-F2, al terminale 4 del TDA 4718, terminale che fa capo al modulatore della larghezza dell'impulso di comando presente nel circuito integrato.

Si è voluto impiegare un fotoaccoppiatore sprovvisto di terminale di base onde impedire che eventuali tensioni disperse, captate dal terminale, potessero influire sul funzionamento del circuito integrato TDA4718.

I transistori SIPMOS dello stadio finale BUZ 41A provvedono a frazionare (chopperare) alla frquenza di 50 kHz, la tensione di ingresso di 80 V (valore centrale). Questa tensione frazionata, con forma d'onda pressocchè squadrata, viene abbassata al valore di 12 V ad opera del trasformatore Tr1. La tensione ad onda pressochè squadrata presente ai capi del secondario del trasformatore Tr1 viene, a sua volta, raddrizzata dai due diodi rispettivamente D10 e D11, e livellata dal filtro di uscita, formato dalla bobina di arresto DR1 e dai due condensatori rispettivamente C20 e C19.

Per il trasformatore Tr1 si è scelto un nucleo in ferrite tipo EC41 (Siemens). A causa della frequenza di lavoro elevata (50 kHz), si è dovuto ridurre l'induzione magnetica al valore B ≈ 0,16 T (Tesla). Tra il primario e il secondario del trasformatore sono stati sistemati due fogli schermanti in maniera da ridurre al minimo le tensioni spurie disturbanti.

I dati tecnici per la costruzione del trasformatore Tr1 e della bobina Dr1 sono i seguenti.

Trasformatore Tr1

Nucleo in ferrite	EC41, OL, N 27
Supporto di bobina	(B66274-A1012-T001)
Avvolgimenti	n1 = n2 = 28 spire di filo Litz 30 x 0,1 CuLS bifilare (CuLS = filo di rame smaltato ricoperto in seta) n3 = n4 = 10 spire di filo Litz 80 x 0,1 CuLS bifilare 2 fogli di rame inseriti tra ogni avvolgimento
Isolamento fra gli strati	1 x 0,06 mm, Makrafol
Isolamento bobine	3 x 0,06 mm, Makrafol
Dispositivo di fissaggio	(B66274-B2002-X000)

Induttanza di arresto Dr1

Nucleo in ferrite	CC-36 con 2 mm di traferro, N 27
Coperchio a disco	(B66443-J000-X027)
Supporto per l'avvolgimento	(B66443-B1001-T001)
Avvolgimento	18,5 spire/2 x 120 x 0,1 CuLL (CuLL = filo di rame con laccatura doppia)
Isolamento bobina	3 x 0,06 mm, Makrafol
L = 80 μH	

Doppia induttanza L1 e L2

Nucleo in ferrite	⌀18 x 14 mm, nucleo ad olla con A_L = 630 nH
Supporto per avvolgimento	(B65562-A0000-H001)
Fissaggio a molla	(B65565-A0009-X000)
Avvolgimento	n1 = n2 = 4 spire/2 x 40 x 0,1 CuLS
Isolamento strati	1 x 0,06 mm, Makrafol
Isolamento bobina	3 x 0,06 mm, Makrafol
L1 = L2 = 6 μH	

CGY21: AMPLIFICATORE MONOLITICO A LARGA BANDA (40 ÷ 1000 MHz)

Si tratta di un amplificatore a basso rumore, a larga banda, realizzato in forma integrata, capace di amplificare tensioni r.f. che possono andare da 40 fino 1000 MHz. È formato da due stadi amplificatori funzionanti con transistori FET all'arseniuro di gallio.

Questo amplificatore trova la sua applicazione pratica in sistemi di amplificazione di segnali di antenna, amplificatori di misura, preamplificatori UHF/VHF e convertitori TV. L'impedenza rispettivamente d'ingresso e d'uscita di questi sistemi può andare da 50 a 75 Ω, e l'amplificatore è previsto per lavorare con questi valori di impedenza. In figura sono riportati i componenti esterni richiesti.

Per impedire che all'aumentare della frequenza del segnale si verifichi una diminuzione dell'amplificazione di potenza occorre che la bobinetta collegata al terminale 2 dell'integrato monolitico possegga una capacità dispersa estremamente bassa.

Soltanto un buon collegamento a massa del terminale 4 e del contenitore dell'integrato garantirà un punto di lavoro stabile e un adeguato smaltimento del calore prodotto all'interno dell'integrato.

Caratteristiche dell'amplificatore

		min.	tip.	max.	
Campo di frequenza	f	40	-	1000	MHz
Cifra di rumore	NF	-	4,5	-	dB
Amplificazione di potenza	G	-	20	-	dB
Rapporto onde stazionarie	VSWR (R.O.S.)	-	20	-	dB
Assorbimento di corrente	I_{op}	-	210	-	mA
Tensione	U_{op}	-	4,5	-	V

I due condensatori da 180 pF/50 e 1,2 nF/50 V sono a più strati e a coefficiente di temperatura negativo (NPO).

Questo amplificatore può essere fornito dalla Siemens già assemblato, sotto il numero di codice SMC98010-Q68000-A7028.

Amplificatore monolitico all'arseniuro di gallio a larga banda; può amplificare segnali con frequenza compresa tra 40 e 1000 MHz. Le impedenze rispettivamente d'ingresso e d'uscita possono essere 50 e 75 Ω. L'amplificatore possiede un rapporto onde stazionarie e una cifra di rumore estremamente bassi.

SISTEMA DI CONTROLLO DELLA VELOCITA' DI UN MOTORE IN CONTINUA CON CAMPO DI ECCITAZIONE IN SERIE

Il motore di cui si vuole regolare la velocità ha il campo di eccitazione collegato in serie, e di conseguenza è in grado di fornire allo spunto una coppia ruotante notevole. Il motore è inserito nel circuito di collettore del transistore di potenza SIPMOS BUZ 44A (Siemens).

La corrente circolante in esso, e di conseguenza la sua velocità, viene regolata ad opera di opportuni impulsi applicati sul gate del transistore. Quest'ultimo è stato progettato per poter lavorare egregiamente con correnti ad impulsi. Il transistore e il relativo motore collegato in serie, sono alimentati da un ponte che raddrizza la tensione della rete a 220 V.

Per la regolazione della velocità del motore sarebbe sufficiente applicare sul gate del transistore impulsi ad ampiezza variabile. Questo sistema di regolazione ha l'inconveniente però di non lavorare bene alle basse velocità, dato che, in questi casi, l'impulso diventerebbe estremamente corto, e di conseguenza, la regolazione della velocità del motore risulterebbe molto critica.

Pertanto, per realizzare un sistema di regolazione della velocità, valido sia alle basse che alle alte velocità, si è ricorsi al circuito indicato in figura, nel quale il transistore di potenza viene comandato mediante un sistema di pilotaggio misto, formato cioè da un impulso a larghezza costante ed eventualmente parzializzata.

Il sistema risulterà pertanto formato dalle seguenti unità:
- un ponte raddrizzatore della tensione di rete
- un transistore di potenza del tipo SIPMOS (Siemens) che alimenta il motore
- uno stadio pilota il cui compito è mantenere ripido il fianco anteriore dell'impulso di pilotaggio
- un fotoaccoppiatore e un sistema dinamico di limitazione della corrente.

Il comando del fotoaccoppiatore può avvenire in due modi: applicando il segnale di commutazione (TTL-3,8 V, attivo alto) sul punto A e il taglio della fase (attivo basso) sul punto B, oppure mettendo a massa il punto B dell'ingresso di comando, ed applicando i due segnali mescolati sul punto A.

Il circuito di base del transistore-ricevitore del fotoaccoppiatore SFH 600 (Siemens) è stato inserito nel ramo di controreazione del circuito di protezione del transistore SIPMOS; ciò consentirà di realizzare un bloccaggio immediato di questo transistore (in caso di sovraccarico), e di migliorare considerevolmente le caratteristiche di commutazione del medesimo.

Per rendere più definitivo il fianco anteriore dell'impulso di pilotaggio, e di conseguenza per produrre gli impulsi di corrente di pilotaggio richiesti è stato inserito fra il fotoaccoppiatore e il transistore finale di potenza, con funzione di separatore (buffer), l'invertitore 4049, formato a sua volta da 6 unità invertenti.

La tensione di alimentazione per il fotoaccoppiatore e per l'operazionale TAB 1453 (Siemens) è ricavata dall'uscita del ponte, tramite un partitore formato da un resistore in serie e da un diodo zener in parallelo al quale si trovano due condensatori di livellamento.

La protezione del transistore di potenza (BUZ 44A) contro eventuali sovracorrenti è attuata come già accennato, dall'amplificatore operazionale pnp TAB 1453A. Il sistema di protezione funziona così: la tensione circolante nel transistore finale viene evidenziata da un resistore di basso valore (0,22 Ω), inserito sul terminale del source del transistore. Questa tensione viene applicata all'ingresso invertente dell'operazionale. All'ingresso non invertente del medesimo

Schema del circuito per la regolazione di un motore in continua con avvolgimento di eccitazione in serie. Per rendere la regolazione uniforme alle basse velocità, il transistore finale viene comandato mediante un sistema di pilotaggio misto formato cioè da un impulso fisso e un sistema di parzializzazione della fase del medesimo.

Avvertenza

La redazione, a richiesta, può fornire i codici per l'ordinazione alla Siemens dei componenti impiegati in queste quattro idee di progetto.

viene applicata una tensione ricavata da un partitore di tensione, regolabile mediante un potenziometro (2,2 kΩ), che serve a stabilire il valore preciso della tensione di riferimento desiderata. L'operazionale provvede a confrontare queste due tensioni applicate ai suoi ingressi e, nel caso venisse superata la soglia della tensione di riferimento stabilita mediante il potenziometro, provvederà a bloccare agendo sulla base, il transistore-ricevitore del fotoaccoppiatore, e di conseguenza, attraverso l'invertitore CMOS, il transistore finale. In realtà, questo sistema di controllo della corrente circolante nel transistore finale di potenza si attua mediante una variazione della larghezza dell'impulso di pilotaggio gate. Eventuali oscillazioni spurie vengono tenute lontane dall'ingresso invertente dell'operazionale ad opera del filtro RC 470Ω/10 nF.

Il condensatore da 0,47 μF, collegato tra i terminali di uscita del ponte raddrizzatore, si incarica di assorbire la corrente del motore quando quest'ultimo lavora a vuoto (assenza di carico), impedendo in questa maniera che tra source e drain possano formarsi tensioni elevate non tollerabili. Viene impiegato il condensatore in quanto la corrente che circola nel motore quando quest'ultimo gira a vuoto non può ritornare in rete attraverso il ponte raddrizzatore, dato che i diodi raddrizzatori del ponte, agli effetti di questa corrente, risultano collegati in senso inverso, e pertanto non la farebbero passare.

I condensatori da 3,3 nF, da 10 nF e da 0,47μF devono essere da 400 V mentre quello da 100 nF deve essere da 50 V. Il condensatore elettrolitico da 220 μF ha una tensione di lavoro di 10 V.

LE CITTA', LE MOSTRE, LA RAI

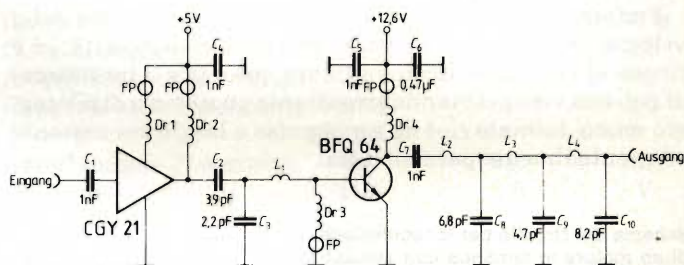
In questo giugno del 1983, si svolge a Milano la mostra SIM HI-FI IVES con tre mesi di anticipo sulla tradizionale data settembrina.
Non vi è dubbio che il SIM, Salone Internazionale, nel suo genere è di gran lunga il più importante d'EUROPA.
Nel mese di aprile si tenne anche a Roma una mostra HI-FI il cui rapporto col SIM, sotto tutti gli aspetti, a essere generosi è di uno a dieci.
Ebbene, lo crederete? L'ultimo telegiornale del 12 aprile prsentò la mostra di Roma per più di un quarto d'ora come fosse un'esposizione universale, con un battage che, se fosse stato a pagamento, sarebbe costato un centinaio di milioni.
Un servizio così prodigo la RAI non lo ha mai fatto per nessuna città o manifestazione. È dunque vero che Roma vuole intrufolarsi dovunque e primeggiare, magari a colpi di gomito, anche là dove altri sono più qualificati?
Non lo affermiamo in modo categorico, ma ne abbiamo il legittimo sospetto. Del resto, il sospetto è assai diffuso per merito della stessa RAI. Stimando a naso, a parte naturalmente le notizie ufficiali dalla Capitale, nel trenta per cento delle trasmissioni radiofoniche e televisive si ode parlare di Roma, o si ascolta l'accento romano.

AMPLIFICATORE UHF A BANDA STRETTA DA 1 W PER TRASMETTITORI DI PICCOLA POTENZA

L'amplificatore a larga banda integrato, all'arseniuro di gallio, CGY 21, con l'aggiunta del transistore BFQ 64 può essere impiegato per realizzare un amplificatore a banda stretta con potenza di uscita di 1 W da utilizzare per trasmettitori di piccola potenza.

Questo amplificatore ha il pregio di richiedere pochi componenti esterni; il suo montaggio è estremamente semplice e la taratura semplificata al massimo. Le impedenze rispettivamente d'ingresso e d'uscita sono 50 Ω. L'amplificazione può arrivare fino a 30 dB.

Per essere sicuri che al transistore finale venga fornita la potenza di pilotaggio minima richiesta di 100 mW, si è inserito tra l'amplificatore a larga banda e il transistore finale, un circuito di adattamento a banda stretta. I componenti di questo filtro passa-banda risentono poco delle tolleranze (± 10%), e in alcuni casi, è possibile realizzarli anche in forma di circuito stampato.

La banda passante di questo amplificatore è estremamente ridotta in quanto va da 469 a 471 MHz, ed è quindi utilizzabile per scopi particolari. All'uscita del transistore finale

Amplificatore UHF a banda stretta con potenza di uscita di 1 W per piccoli trasmettitori. Come pilota, impiega l'amplificatore a larga banda monolitico all'arseniuro di gallio CGY 21. Come finale, viene usato il BFQ64. La banda di lavoro va da 469 a 471 MHz. Per l'adattamento all'impedenza dell'antenna trasmittente e per la soppressione delle armoniche prodotte dallo stadio finale (funzionante in classe C), occorre mettere all'uscita un filtro passa-basso che può essere ricavato sullo stesso circuito stampato con cui è fatto l'amplificatore.

occorre inserire un filtro passa-banda molto efficace. Quest'ultimo servirà sia all'adattamento con l'impedenza dell'antenna trasmittente sia a smorzare le armoniche prodotte dallo stadio finale che lavora in classe C. Lo schema del filtro impiegato in questo amplificatore è un classico passa-basso Chebychev di settimo grado. Anche questo filtro può essere realizzato sotto forma di piste di rame del circuito stampato; non occorre una messa a punto e taratura aggiuntiva.

Tutti i condensatori sono NPO a molti strati, per tensioni da 50 V. Le bobinette d'arresto rf (4) hanno un'induttanza di 1 μH; sono richiesti 4 nuclei in ferrite (B62110-A3048-X33).

Novità nelle misure di frequenza.

I contatori compatti a microcomputer Philips tipi **PM 6673 fino a 120 MHz, PM 6674 a 550 MHz, PM 6675 A 600 MHz senza prescala e PM 6676 a 1500 MHz offrono nuove potenti prestazioni.**
Con il metodo di **conteggio reciproco** si può ottenere la massima precisione, essendo eliminato il tradizionale errore di ± 1 ciclo, ed una risoluzione di molti decimali in brevi tempi di misura, per le basse frequenze. Oltre i 10 MHz il passaggio al metodo di misura convenzionale avviene automaticamente, per consentire elevata precisione in alta frequenza.
L'avanzata tecnologia degli stadi d'ingresso garantisce un triggering impeccabile ed altamente immune da disturbi. Potete scegliere tra **cinque clock** a cristallo e, anche per il più stabile (5×10^{-10}/24ore), l'alimentazione può venire fornita dalla batteria interna. Tra le opzioni l'interfaccia per BUS IEEE 488/IEC 625 estende i vantaggi della **programmabilità** alle applicazioni in sistemi di controllo di qualità e produzione.
L'elevata sensibilità di 10 mV e oltre, le complete prestazioni, tra cui le misure di **burst** singoli e multipli mediati, vengono ampiamente illustrate nell'opuscolo illustrativo in italiano, che potrete richiedere alla piú vicina Filiale Philips.

Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343

Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 33.02.344/5/6/7
Torino (011) 21.64.121

PHILIPS

Gruppodue-M

COMPONENTI PER MICROONDE

Tecnologia e principio di funzionamento

a cura della Redazione

Illustrare nell'ambito di un articolo i principi sui quali si basa il funzionamento dei dispositivi attivi e passivi attualmente impiegati nel settore delle microonde è impossibile, tra l'altro perchè, essendo essi per la maggior parte basati sulla meccanica quantistica, una loro completa descrizione implicherebbe conoscenze matematiche non alla portata di tutti. Ci siamo pertanto limitati a dare più che spiegazioni, definizioni, sperando con questo di rendere più comprensibile quanto detto in altre parti della rivista a proposito di componenti per microonde.

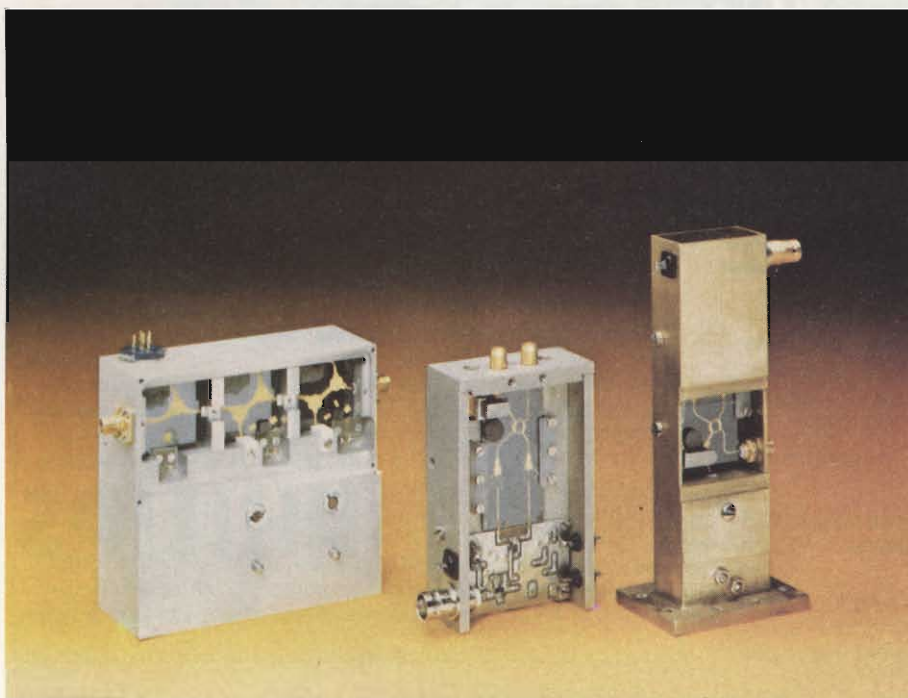
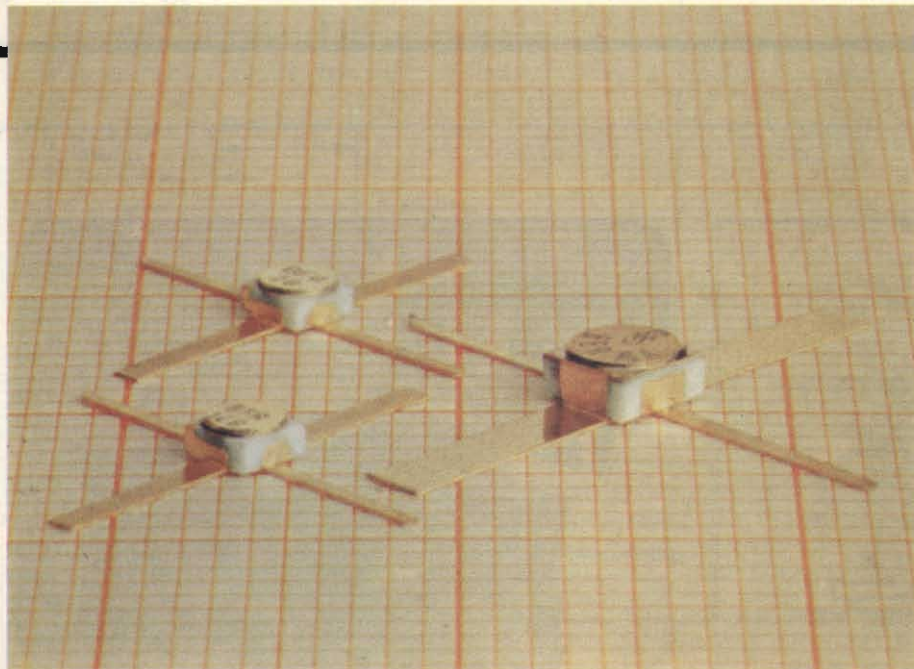
Per la realizzazione dei componenti destinati a trattare segnali con lunghezze d'onda decimetriche o centimetriche (microonde), vengono impiegate tecnologie molto sofisticate e molto differenti tra loro. I materiali usati sono il silicio ovviamente, l'arseniuro di gallio e materiali ceramici, come il titano di bario, ecc. I principi fisici sui quali sono basati questi componenti vanno dall'effetto tunnel (diodi Gunn) alla rotazione Faraday (circolatori e risonatori). Vengono impiegati transistori bipolari e ad effetto di campo (FET); in questi ultimi, le strutture degli elettrodi, a causa delle elevate frequenze in gioco, hanno assunto configurazioni che assomigliano a quelle impiegate nei circuiti integrati LSI.

A partire dal 1950, si è assistito ad un continuo crescendo nello sviluppo dei dispositivi a semiconduttori per microonde; ciò è avvenuto principalmente in seguito alla scoperta di nuovi materiali, nuove tecnologie e nuovi concetti di circuiti.

DIODI PER MICROONDE

La struttura più "antica" è rappresentata dal diodo a punta di contatto tungsteno-silicio, che deve essere considerato il primo componente impiegato per la mescolazione e la rivelazione di segnali con lunghezza d'onda centimetrica e millimetrica.

Successivamente, questo tipo di diodo è stato realizzato mediante deposizione epitassiale di un sottile strato di materiale semiconduttore di tipo p su materiale semiconduttore di tipo p arricchito (e cioè p^+). A seconda della precisione desiderata nel drogaggio (e cioè dell'introduzione di atomi di altri elementi nel germanio o nel silicio policristallino), gli atomi delle impurità possono essere inseriti mediante diffusione oppure mediante impianto di ioni.

Convertitori per ponti radio (3,8 ÷ 11,7 GHz). Ogni unità è formata da un amplificatore R.F., un mixer bilanciato, due diodi Schottky e un amplificatore F.I. (da 70 o 140 MHz).

Transistori Siemens per microonde. Da segnalare: i tipi BFR 14A/14B, BFQ a basso rumore (da 3,5 a 4 GHz), i tipi BFT 97/98/99 per impianti d'antenna, capaci di fornire segnali d'uscita di 500, 800 e 1000 mV.

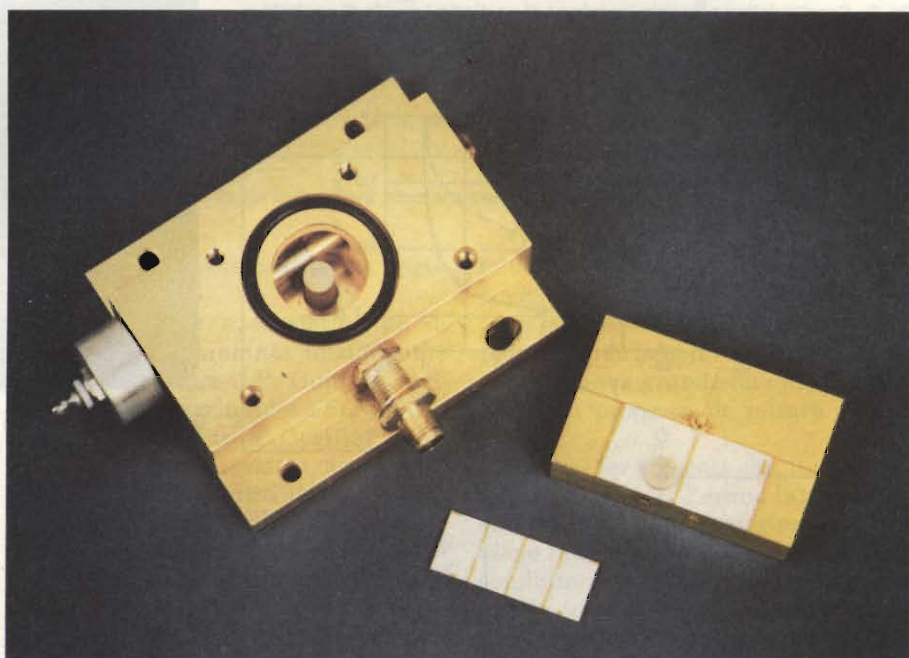
Diodi a barriera di Schottky

Nel diodo a barriera di Schottky, la giunzione raddrizzatrice è formata da una superficie di contatto metallo-semiconduttore. Questo diodo ha soppiantato il diodo a punta di contatto e anche quello a giunzione p/n nel settore delle microonde per il fatto che possiede una cifra di rumore molto bassa.

La tecnologia di costruzione di questi diodi è quella planare (*figura 1*). Tutti questi diodi posseggono una curva caratteristica tensione/corrente cnon lineare ma esponenziale, e cioè a resistenza variabile (*figura 2*).

Diodi Varactor

Il diodo a reattanza variabile (detto comunemente varactor), sfrutta il fatto che la capacità si forma ad una giunzione p/n polarizzata in senso inverso, può variare al variare della tensione inversa applicata. Dal punto di vista fisico, questa variazione di capacità si spiega con il fatto che lo strato di svuotamento che si forma al di qua e al di là della giunzione tende ad allargarsi via via che tende ad aumentare la tensione di polarizzazione inversa applicata al diodo. Se in sede di fabbricazione del diodo si riesce a controllare il "profilo del drogaggio" in corrispondenza della giunzione, sarà possibile ottenere una curva di variazione della capacità in funzione della variazione di tensione avente l'andamento richiesto dalla particolare applicazione in cui deve essere usato il varactor.

L'impiego tipico di questi diodi è nei tuner delle apparecchiature riceventi (radioricevitori, televisori, radar ecc.) dove, associati a induttanze, svolgono la funzione dei "vecchi" condensatori

Due oscillatori per microonde (banda X, 8,5 ÷ 12,4 GHz) stabilizzati mediante risonatori dielettrici ceramici. A sinistra: oscillatori Kurakava. A destra: oscillatore in tecnologia microstrip con diodo Gunn al centro. Il disco in ceramica serve ad accordare la linea adiacente sul valore di frequenza desiderata. In basso: filtro usato per eliminare le oscillazioni indesiderate.

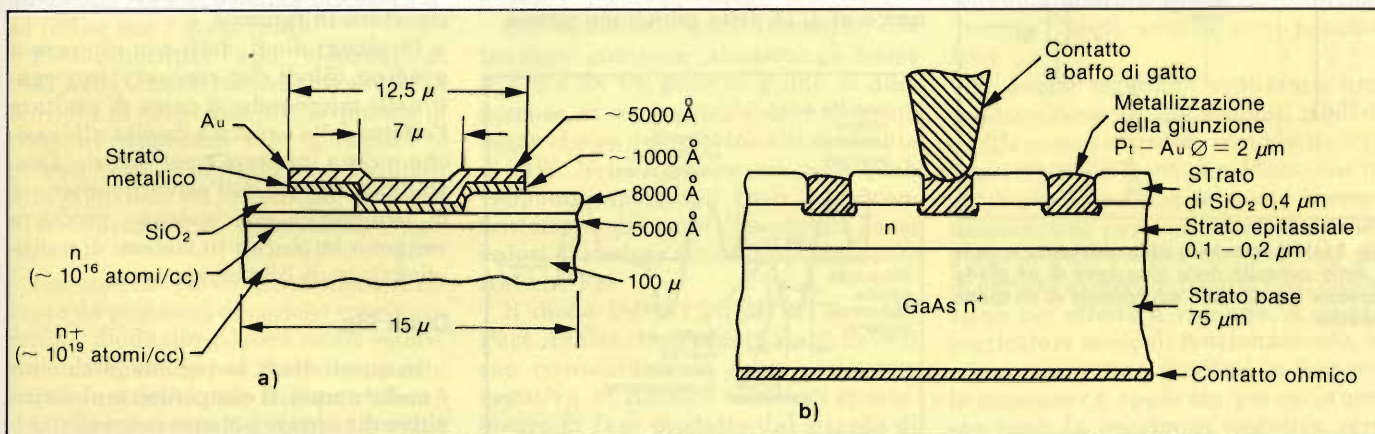



Fig. 1 - Tecnologie di costruzione dei diodi a barriera di Schottky per microonde. (a) diodo al silicio per banda X, (b) diodo all'arseniuro di gallio per onde millimetriche.

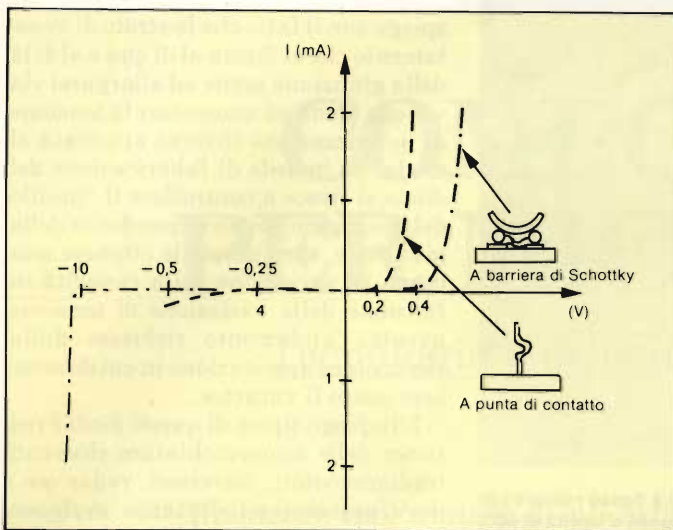



Fig. 2 - Caratteristica corrente/tensione di un diodo a punta di contatto e a barriera di Schottky.

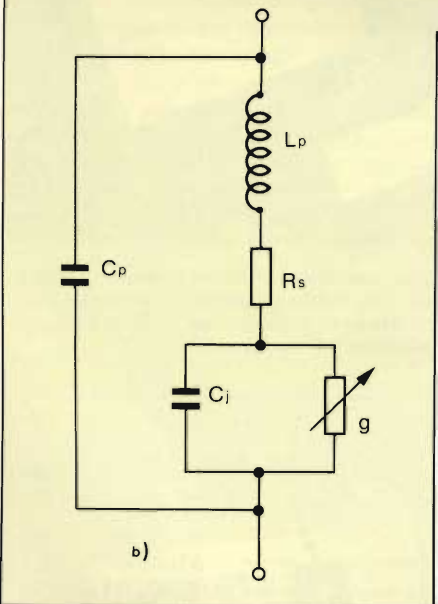
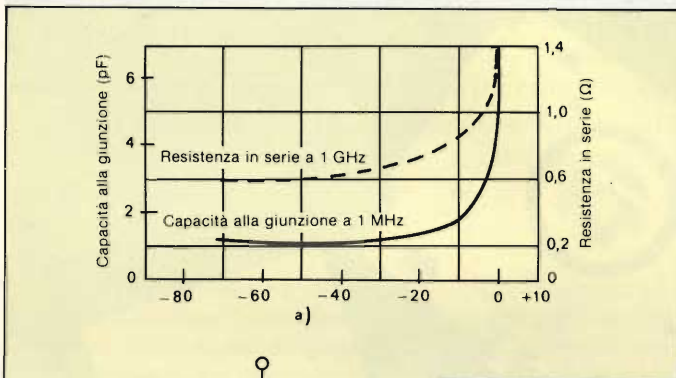



Fig. 3 (a) - Andamento della resistenza in serie e della capacità della giunzione di un diodo varactor (b). Circuito equivalente di un diodo varactor.

Due fasi nel controllo dei substrati impiegati negli oscillatori a microonde (sopra) ispezione ottica. (sotto) Collaudo.

variabili, servono cioè a sintonizzare i circuiti accordati d'ingresso del ricevitore sulle lunghezze d'onda dei segnali che si desidera ricevere.

In alcune applicazioni assume però maggiore importanza la cosiddetta *capacità d'immagazzinamento* delle cariche iniettate in corrispondenza della giunzione che non la variazione della capacità alla giunzione associata alla zona di svuotamento che si forma al di qua e al di là della giunzione stessa.

Fig. 4 - Andamento della corrente in un diodo step-recovery quando ad esso viene applicata una tensione alternata.

Questa capacità d'immagazzinamento delle cariche si forma in seguito all'iniezione dei portatori di carica minoritari durante la semionda positiva (polarizzazione diretta) di una tensione alternata applicata alla giunzione e il successivo ritiro delle stesse cariche durante la semionda negativa (polarizzazione inversa).

In questi casi, l'andamento della "corrente circolante" nel diodo è quella riportata in *figura 4*.

In alcuni diodi, detti con ricupero a gradino, (diodi step-recovery) impiegati nelle microonde, si cerca di esaltare l'effetto della capacità dovuta alle cariche, prima iniettate e poi ritirate. Questi diodi, a causa dell'elevato contenuto di armoniche che possano produrre vengono impiegati in sistemi di moltiplicazione di frequenza.

Diodi Pin

In questi diodi, la regione intrinseca è molto ampia, il che permette al dispositivo di trattare potenze notevoli; inoltre, questa regione consente di poter variare la rispettiva impedenza alle microonde mediante una frequenza più

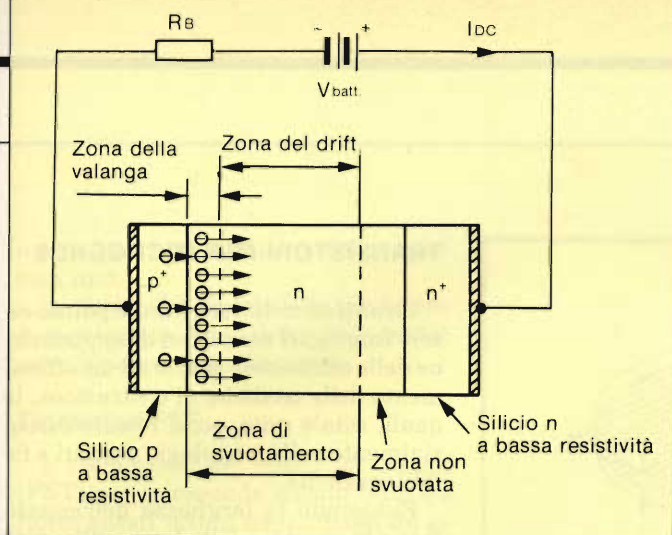



Fig. 5 - Giunzione pn di un diodo IMPATT in condizioni di polarizzazione inversa.

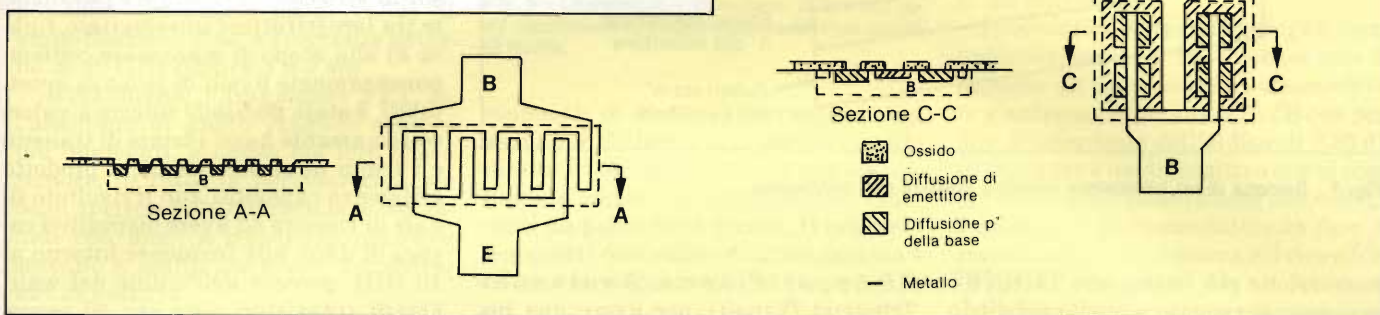



Fig. 6 - Geometrie caratteristiche assunte dalla base e dall'emettitore in un transistore bipolare per microonde.

bassa o addirittura una tensione continua. Nel campo delle microonde, i diodi Pin vengono impiegati come interruttori e modulatori. Essi infatti, quando la polarizzazione applicata passa da inversa a diretta, passano dalla funzione di "condensatori" di piccola capacità a quella di "interruttori" (grande conduttività).

Diodi a resistenza negativa: diodi Gunn e IMPATT

Gli oscillatori e gli amplificatori per microonde impiegano dispositivi a semiconduttore *a resistenza negativa*. Questi dispositivi hanno fatto la loro prima apparizione con il diodo tunnel verso il 1960, e successivamente, con i diodi IMPATT a potenza più elevata, ed infine con i diodi Gunn.

Per consentire agli elettroni di infiltrarsi (effetto tunnel) attraverso la barriera di potenziale anche quando la tensione applicata alla giunzione è pressochè nulla, il diodo tunnel utilizza una giunzione pn fortemente drogata, e di conseguenza, abbastanza "ripida".

Siccome questo comportamento è attuato da portatori di cariche maggioritarie, il diodo tunnel sarà molto veloce, e di conseguenza può essere impiegato nel campo delle onde millimetriche.

L'inconveniente del diodo tunnel è rappresentato dal fatto che esso entra in saturazione anche in corrispondenza di bassi valori di potenza; da qui, la ristrettezza del campo delle sue applicazioni.

Nell'oscillatore a trasferimento di elettroni, così chiamato inizialmente dal suo scopritore J.P. Gunn, e noto comunemente con la sigla *TEO* (TEO = Transferred-Electron Oscillator), il comportamento a resistenza negativa è dovuto a una particolare struttura delle bande quanto-meccaniche sulle quali si trovano gli elettroni del materiale semiconduttore impiegato. Questa particolare struttura delle bande energetiche si trova, per esempio, nell'arseniuro di gallio, materiale semiconduttore solitamente associato con questo tipo di dispositivo, e in altri pochi composti delle classi III/V della tabella periodica degli elementi (Mendeleiev).

Gli oscillatori Gunn, alimentati con tensioni continue abbastanza basse (tra 9 e 28 V), sono in grado di dare potenze di uscita dell'ordine di grandezza che va dalle decine alle centinaia di mW. Nelle applicazioni nelle quali vengono impiegati, i diodi Gunn consentono ampi campi di accordo e bassi valori di rumore sia in funzionamento AM che FM.

Il diodo IMPATT (IMPATT = *IM*-*P*act *A*valanche *T*ransit-*T*ime) deve il suo comportamento come resistenza negativa al classico effetto di spostamento di fase prodotto dal ritardo di tempo che si crea tra il massimo campo e la massima moltiplicazione della corrente di valanga, e dal tempo di transito di questa corrente attraverso il dispositivo (*figura 5*). In verità, questo effetto può verificarsi in tutte le giunzioni pn quando la polarizzazione inversa è abbastanza grande da dare inizio al cosidetto processo di rottura (breakdown).

Occorre far presente che, inizialmente, i diodi IMPATT erano fatti con silicio (e tuttora, la maggior parte di essi viene fatta con questo materiale semiconduttore). Recentemente però si preferisce impiegare l'arseniuro di gallio (GaAs) per il fatto che con questo materiale semiconduttore è possibile ottenere potenze più elevate (dell'ordine di decine di watt), e cifre di rumore più basse. I diodi IMPATT vengono impiegati in trasmettitori a microonde per telecomunicazioni (ponti radio) e come "pompe" negli amplificatori parametrici.

È anche possibile realizzare una combinazione dei due suddetti modi di oscillazione e ottenere i cosiddetti oscillatori TUNNET; ciò per il fatto che in un diodo, la rottura in senso inverso (breakdown) può verificarsi sia in seguito al meccanismo di tunneling sia in seguito al meccanismo di moltiplicazione per effetto a valanga. A questo particolare modo di funzionamento, la corrente iniettata risulterà in fase con la tensione r.f. applicata, per cui in questo caso, la resistenza negativa sarà ottenuta semplicemente in seguito all'effetto del tempo di transito. Questo, se da una parte rende il rendimento di

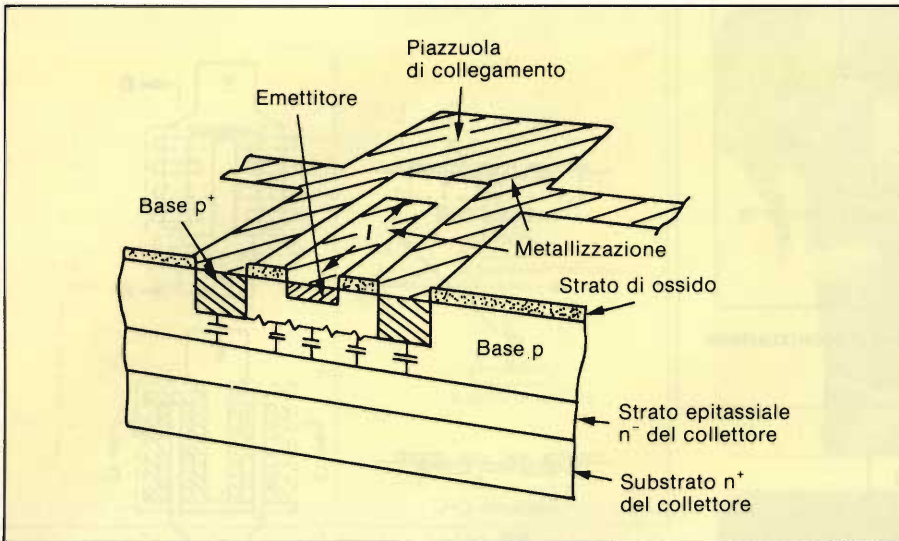



Fig. 7 - Sezione di un transistore bipolare planare per microonde.

conversione più basso, (del TUNNET ovviamente rispetto a quello del diodo IMPATT), consente però di ottenere un fattore di rumore più basso, in quanto in questo caso, è assente il fenomeno di moltiplicazione per effetto valanga.

Nel modo di funzionamento cosiddetto TRAPATT (TRAPPAT = *TRA*ppat-*P*lasma-*A*valanche *T*riggeret-*T*ransit), per avere una potenza di picco elevata ed un buon rendimento (circa il 25%), si ricorre al funzionamento in classe C; questo particolare modo di funzionamento richiede però una circuiteria di adattamento estremamente complessa.

TRANSISTORI PER MICROONDE

I transistori discreti hanno potuto essere impiegati nei settori di applicazione delle microonde grazie ad un affinamento delle tecniche di costruzione, le quali, com'è noto, sono basate essenzialmente sulle tecnologie planari e fotolitografiche.

Riducendo la larghezza dell'emettitore e lo spessore della base sull'ordine di grandezza del micron, e strutturando nello stesso tempo questi elettrodi in sottili striscette incastrate e parallelate tra loro (strutture interdigitate, *figura 6*) allo scopo di mantenere contemporaneamente livelli di potenza accettabili, è stato possibile ridurre a valori estremamente bassi i tempi di transito e i tempi di carica (e cioè, il prodotto resistenza-capacità), con il risultato finale di riuscire ad avere dispositivi capaci di dare, alle frequenze intorno ai 10 GHz, potenze dell'ordine del watt. Questi transistori oltre che ad essere impiegati come oscillatori, vengono anche utilizzati come preamplificatori a basso rumore per frequenze fino a circa 5 GHz.

Tutti i transistori bipolari per microonde sono realizzati in tecnologia pla-

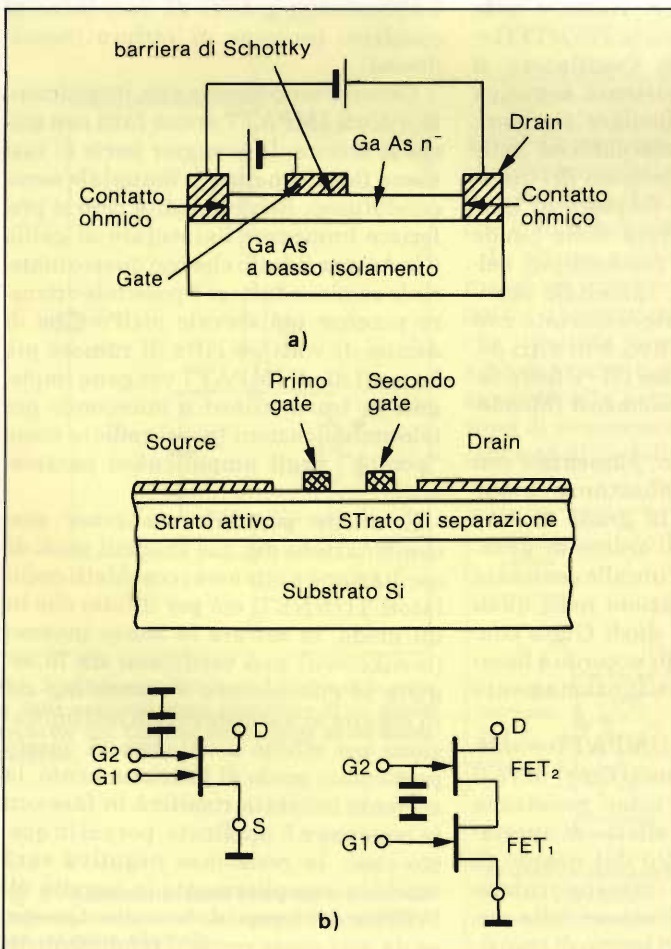
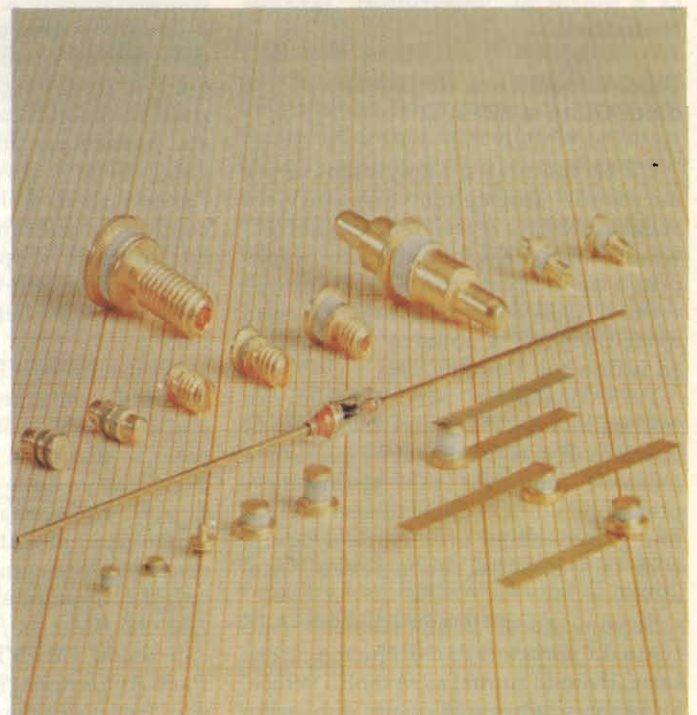



Fig. 8 (a) - FET GaAs con una sola gate a barriera di Schottky (b) con due gate e rispettiva simbologia.

Diodi Siemens per microonde. Da segnalare: il diodo Schottky BAT 14 a basso rumore per mixer fino a 20 GHz; i diodi IMPATT BGY 28/29 con potenza di uscita di 2 W a 7 GHz, particolarmente adatti per amplificatori professionali. I diodi Gunn con potenza di uscita di 500 mW, ed infine Varactor per moltiplicatori di frequenza con potenze d'uscita di 8 W.

nare e sono tutti fatti con silicio a struttura npn.

In *figura 7* è riportata la conformazione classica degli elettrodi in transistore bipolare per microonde.

Transistori FET

I transistori ad effetto di campo (FET) per microonde hanno fatto durante questi ultimi tempi, passi da gigante. Sfruttando l'estrema mobilità e la velocità che le cariche posseggono nell'arseniuro di gallio (GaAs), è stato possibile conseguire buoni valori di amplificazione fino a frequenze intorno ai 40 GHz (*figura 8 a e 8b*).

Attualmente, i transistori FET all'arseniuro di gallio vengono sempre più impiegati, a causa del loro basso rumore, in tutta la porzione centrale dello spettro delle microonde, e combinati con diodi a resistenza negativa servono a realizzare anche amplificatori di potenza.

COMPONENTI IN FERRITE PER MICROONDE

Isolatori

Applicando un campo magnetico continuo (polarizzazione in cc) ad un

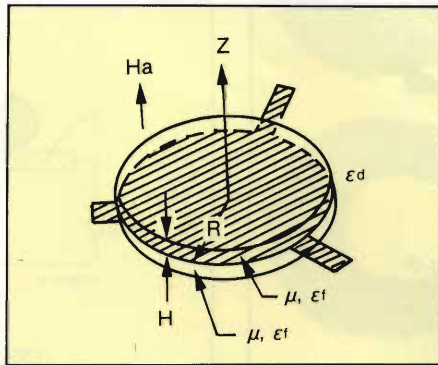



Fig. 9 - Circolatore a giunzione. È formato da un conduttore circolare inserito tra due dischi di ferrite.

materiale di ferrite si riscontra che un segnale RF diretto in un senso e quello diretto in senso opposto, in genere, subiscono valori di attenuazione differenti da parte della ferrite. Il rapporto tra questi due valori di attenuazione è in genere molto elevato ed è espresso in dB.

Circolatori

Un circolatore in ferrite è un dispositivo a 3 "porti", e serve ad incanalare una potenza RF su una data strada (porto). Così per esempio, inserito tra lo stadio finale RF di un trasmettitore e l'antenna, un circolatore fa sì che che la potenza riflessa dell'antenna venga incanalata su un porto completamente diverso sia da quello da cui era partita (stadio finale trasmettitore) che da quello da cui proveniva (antenna). Questa potenza riflessa, una volta incanalata, potrà essere misurata, assorbita da un carico oppure impiegata come uscita utile per pilotare per esempio un amplificatore.

La *figura 9* illustra la struttura base di un circolatore.

I circolatori vengono impiegati come duplexer, nel qual caso consentono di ottenere un isolamento tra trasmettitore e antenna superiore a 20 dB con perdite d'inserzione dell'ordine di 0,25 dB (il duplexer è un dispositivo che si comporta come un interruttore che collega l'antenna e il trasmettitore *in fase di trasmissione*, e l'antenna e il ricevitore *in fase di ricezione*).

Esistono attualmente circolatori in ferrite capaci di trattare potenze dell'ordine del MW di picco e molti kW nelle bande UHF e microonde.

Il tipo di circolatore attualmente più impiegato è il tipo a Y (*figura 9*). Questo circolatore è stato studiato per lavorare

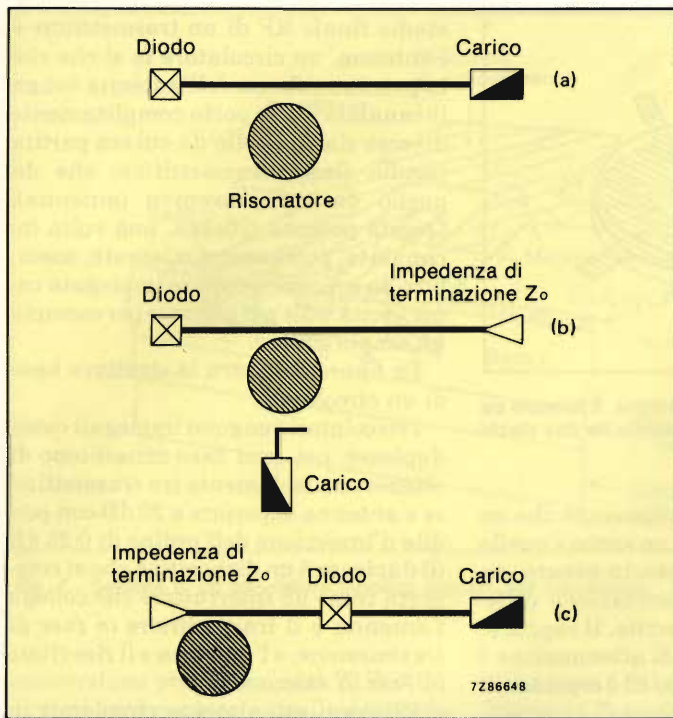



Fig. 10 - Configurazioni assumibili da un oscillatore a resistenza negativa stabilizzato mediante risonatore dielettrico.

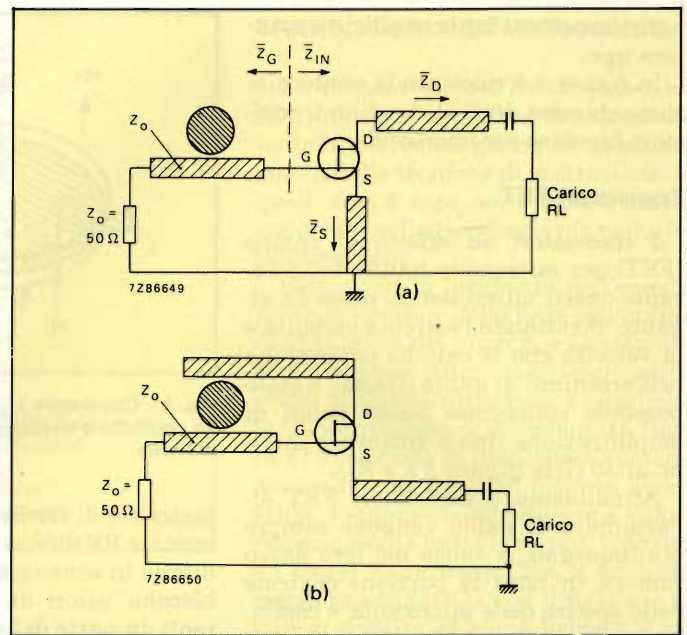



Fig. 11 - Oscillatore a FET a microonde stabilizzato mediante risonatore dielettrico. In (a), la stabilizzazione dell'oscillazione è ottenuta accoppiando il risonatore dielettrico al circuito di gate; in (b), l'oscillazione è innescata impiegando una reazione tra drain e gate; la reazione è attuata dal risonatore dielettrico.

sia con circuiti a stripline che con quelli a guida d'onda. Il materiale magnetico è sistemato in corrispondenza della giunzione di 3 strade di trasmissione (porti) disposti a 120° l'una dall'altra. Il campo magnetico in cc viene applicato perpendicolarmente ai piani di questi "porti". In presenza di potenza R.F., si verificano all'interno della ferrite, complessi modi di accoppiamento tra i vari risonatori dielettrici: sono questi che permettono al circolatore di avere basse perdite di inserzione, bassi valori del rapporto di onde stazionarie (R.O.S. oppure V.S.W.R.) e un elevato isolamento tra i vari porti.

Risonatori dielettrici

Sono componenti ceramici, impiegati di recente nel campo delle microonde. Servono a stabilizzare la frequenza degli oscillatori a microonde (4 GHz ÷ 16 GHz). In passato, questa stabilizzazione era attuata mediante un quarzo quando i valori di frequenza erano relativamente basi, e mediante cavità risonanti quando i valori di frequenza andavano oltre il GHz.

Il principio di funzionamento sul quale è basato un risonatore dielettrico non si discosta essenzialmente da quello di un oscillatore stabilizzato mediante cavità risonante. Infatti, nel caso di un oscillatore stabilizzato mediante cavità, abbiamo una sorgente di segnale, normalmente costituita da un dispositivo attivo a semiconduttore, (diodo Gunn oppure IMPATT, entrambi a resistenza negativa, come già detto), accoppiato tramite una linea di trasmissione ad un risonatore a cavità con fattore di merito (Q) molto elevato.

La caratteristica peculiare di questo tipo di oscillatore è la sua straordinaria stabilità dovuta principalmente al forte disaccoppiamento che si crea, al di fuori della regione di risonanza, tra il circuito del diodo oscillatore e l'uscita (carico).

Il risonatore dielettrico è un disco di ceramica, (per esempio, di titanato di bario) ottenuto mediante un processo di sinterizzazione ed è in grado di sostituire il risonatore a cavità.

La *figura 10* riporta in maniera estremamente schematica, tre configurazioni circuitali di oscillatore stabilizzato mediante risonatore dielettrico, capaci di funzionare con un diodo Gunn, con un diodo IMPATT oppure con un transistore bipolare al silicio o con un FET all'arseniuro di gallio (GaAs FET).

In (a) è indicata la configurazione a reazione che permette di avere un valore di Q elevato in condizioni di carico; ha però l'inconveniente di produrre oscillazioni parassite e "salti di modi di funzionamento". In *figura 10 (b)* si può vedere la configurazione e la linea di trasmissione la quale possiede un Q_L relativamente elevato e non presenta fenomeni di oscillazioni parassite e salto di modi. La *figura 10 (c)* è la configurazione a riflessione la quale permette di avere un Q_L relativamente basso ma non produce oscillazioni parassite.

La *figura 11 (a)* presenta un oscillatore a FET, del tipo a linea di riflessione nel quale il risonatore dielettrico risulta accoppiato al gate del FET mentre la potenza a microonde viene prelevata dal drain. Questo sistema è basato su linea di trasmissione con impedenza caratteristica di 50Ω. Polarizzando opportunamente questo circuito (il sistema di polarizzazione non è indicato), e assegnando valori ben precisi di impedenza ai circuiti del drain e della sorgente, è possibile rendere la resistenza di ingresso del terminale di gate di segno negativo, e di conseguenza possono crearsi le condizioni necessarie perchè il sistema possa entrare in oscillazione alla frequenza di risonanza del risonatore. Alla frequenza di risonanza, l'impedenza presentata nel piano di accoppiamento è formata da una resistenza di valore elevato posta in serie a 50 Ω; alle altre frequenze, il gate "vede" un carico perfettamente adattato, e di conseguenza, non possono instaurarsi "salti" del modo di funzionamento e oscillazioni spurie.

Un altro tipo di oscillatore a risonatore dielettrico si può vedere in *figura 10 (b)*. In questo caso, l'oscillazione viene prodotta da un anello di reazione esterno, formato tra le linee di trasmissione del drain e del gate, avente per intermediario il risonatore dielettrico. ■

- 16 o 48 kbytes RAM.
- grafica ad alta risoluzione (256x192 punti).
- 8 colori da utilizzare con la più assoluta libertà per testo, sfondo, bordo, in campo diretto o inverso, con due gradi di luminosità, a luce fissa o lampeggiante.
- Tastiera multifunzione con maiuscole, minuscole, simboli grafici, caratteri definibili dall'utente.
- BASIC Sinclair esteso con funzioni a un tasto per programmare in fretta e senza errori.
- Funzioni specifiche per la grafica e per la gestione di dati d'archivio.
- Ampia disponibilità di programmi preregistrati su compact-cassette: giochi, passatempi, educazionali, matematici, gestionali.
- Totale compatibilità con la stampante ZX.
- Disponibilità immediata del volume ALLA SCOPERTA DELLO ZX SPECTRUM in italiano.
- Prezzo eccezionale: 360.000 lire nella versione a 16 kbytes.

ORA C'È! ZX Spectrum

sinclair ZX Spectrum FLIGHT SIMULATION — PSION 48K RAM

sinclair ZX Spectrum CHESS — PSION MICRO GEN 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-FILE also GAZETTEER — PSION 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-CALC — PSION 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-3D — PSION 48K RAM

sinclair ZX Spectrum SPACE RAIDERS — PSION 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum HUNGRY HORACE — PSION MELBOURNE HOUSE 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum PLANETOIDS also MISSILE — PSION 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES MUSIC 1 — ICL 16K RAM

sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES INVENTIONS 1 — ICL 16K RAM

sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES HISTORY 1 — ICL 16K RAM

COMPONENTI ATTIVI E PASSIVI PER MICROONDE

a cura della Redazione

Lo scambio delle informazioni tra i satelliti attualmente in orbita (Meteosat, OTS, per impieghi militari, ecc.) e le stazioni riceventi a terra richiede apparecchiature trasmittenti/riceventi professionali. Le bande utilizzate, tutte sull'ordine delle decine di GHz, utilizzano componenti attivi e passivi per microonde in parte realizzati in forma discreta e in parte in tecnologia integrata ibrida oppure monolitica. In questo articolo si presenta una rassegna dei componenti a microonde attualmente presenti sul mercato Europeo.

Ai servizi per la trasmissione delle immagini TV via satellite è stata assegnata la banda compresa tra 11,7 e 12,5 GHz (banda X). Su questi valori di frequenze hanno lavorato fino ad oggi apparecchiature per telecomunicazioni per impieghi professionali. Con l'introduzione ormai non lontana della TV via satellite (e cioè della TV destinata a trasmettere i programmi attualmente irradiati mediante trasmettitori/ripetitori a terra), le apparecchiature che dovranno provvedere a portare nelle case il segnale TV trasmesso/ dai vari satelliti nazionali dovranno lavorare sulle frequenze della banda X, e di conseguenza, dovranno essere equipaggiate con componenti che fino ad oggi venivano impiegati esclusivamente in campo professionale. La produzione su *larga scala* di queste apparecchiature riceventi (caratteristica particolare di tutte le apparecchiature impiegate nel settore civile), consentirà di abbassare notevolmente i costi delle apparecchiature stesse.

Tutti i maggiori produttori di dispositivi allo stato solido, in Europa, negli

Fig. 1 - Tipici transistori discreti per microonde. Possono funzionare egregiamente fino a 4,2 GHz. In funzionamento ad onda continua (lineare in classe B), possono lavorare fino a 4,26 GHz. In funzionamento ad impulsi fino a 1,2 GHz.

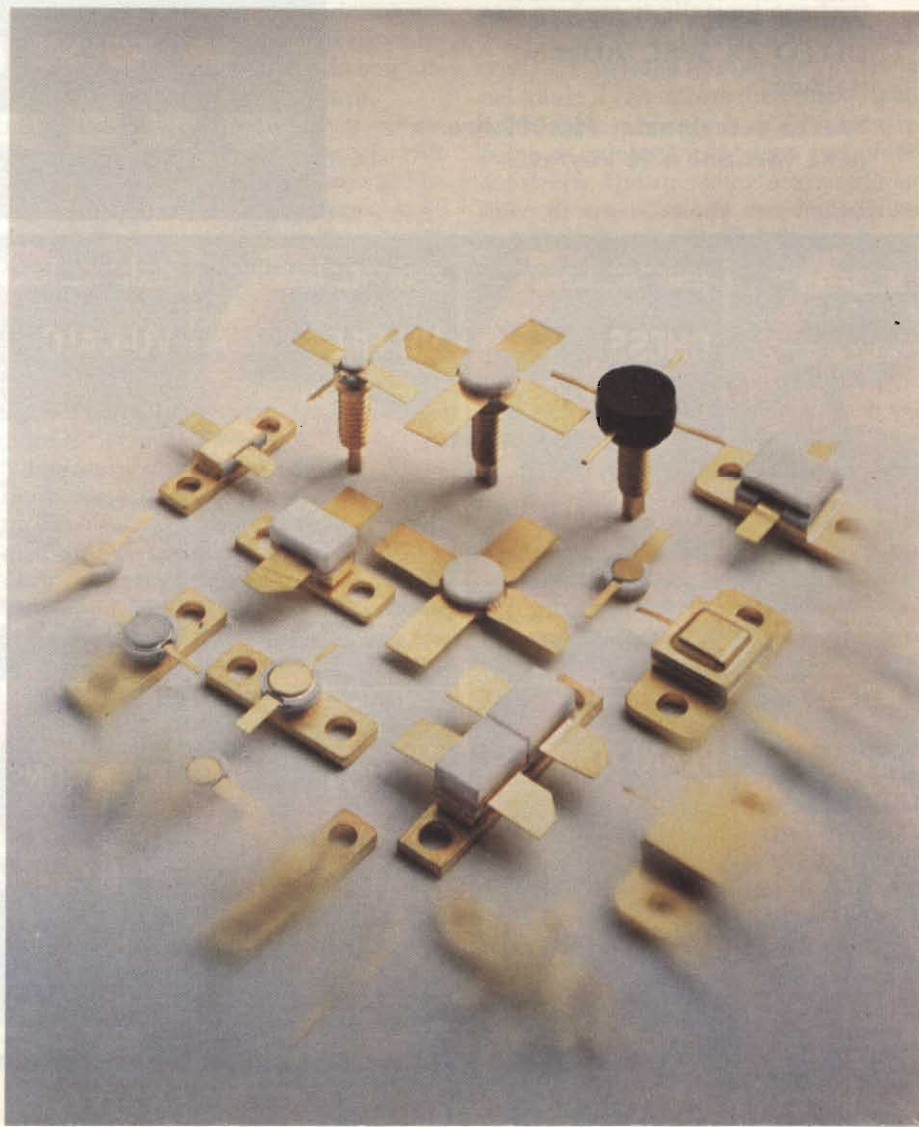
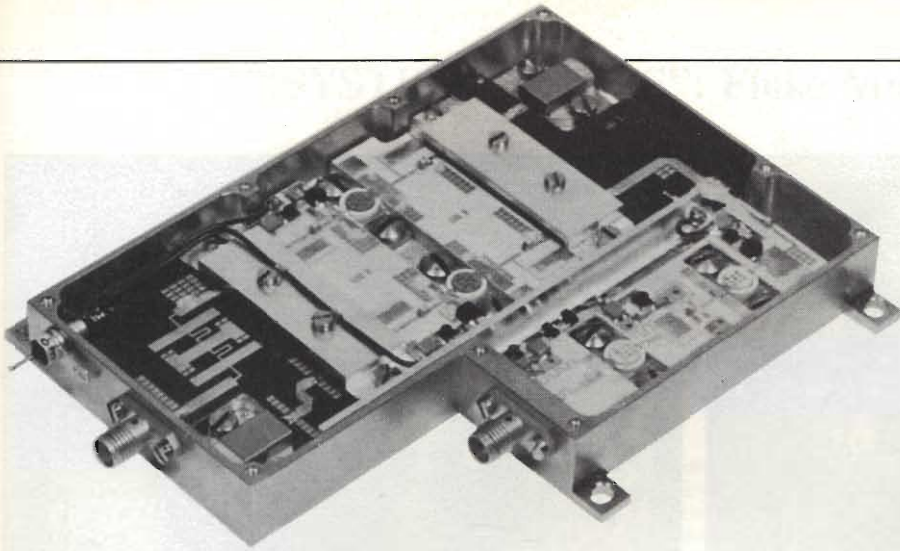



Fig. 2 - Esempio di impiego di transistori per microonde in un amplificatore di potenza a 3 stadi che alla frequenza di 2,25 GHz e con un ingresso di 15 mW può fornire una potenza di uscita di 7,3 W.

Stati Uniti e in Giappone si stanno preparando alle richieste di questo mercato. Qui di seguito presentiamo una rapida panoramica dei principali componenti per microonde presenti sul mercato europeo.

Transistori bipolari al silicio

Questi transistori (*figura 1*) vengono impiegati per realizzare amplificatori e oscillatori di segnali a microonde. Solitamente, quando si tratta di amplificare segnali sinusoidali fino alla frequenza di 4,26 GHz, questi amplificatori vengono fatti lavorare in modo lineare (classe A). Quando invece vengono impiegati per amplificare segnali ad impulsi possono lavorare solo fino alla frequenza di 1,2 GHz.

Il problema che si presenta ai transistori lavoranti su questi elevati valori di frequenza è rappresentato dalla capacità base/collettore che deve essere più ridotta possibile. La riduzione di questa capacità parassita si ottiene nella maggior parte dei casi, riducendo lo spessore dello strato della base e controllando accuratamente il drogaggio dello strato stesso; ciò si ottiene ricorrendo, alla tecnologia dell'impianto di ioni, la quale, com'è noto, è un altro sistema di introduzione di impurità in un materiale semiconduttore (il sistema più impiegato è quello a diffusione). Contrariamente al sistema a diffusione, quello ad impianto di ioni controlla il numero degli ioni dei materiali impuri introdotti nel silicio policristallino mediante sistemi e servendosi delle caratteristiche fisiche del substrato.

Il rendimento richiesto all'emettitore è stato conseguito rendendo "interdigitali" e sottili gli strati attivi che costituiscono rispettivamente la base e l'emettitore. In particolare, per ripartire in modo uniforme la corrente tra "le dita" dell'emettitore, vengono usati resistori ballast di emettitore, ovviamente realizzati in forma integrata. Questo, com'è noto, è il sistema universalmente impiegato per bilanciare sull'area attiva dell'emettitore valori elevati di corrente. L'elettromigrazione viene eliminata in questo caso impiegando tre strati di metallizzazione.

L'uniformità nella ripartizione della corrente di emettitore, ottenuta grazie a queste strutture interdigitate, permette ovviamente di ripartire nel migliore dei modi, anche la potenza dissipata all'interno del dispositivo, e di mantenere quindi bassa la resistenza termica del chip,

I contenitori ermetici in ceramica dentro ai quali si trova il chip, consentono a questi transistori di sopportare indenni le critiche condizioni ambientali in cui possono venire a trovarsi a lavorare in campo spaziale, militare e professionale.

In *figura 1* sono riportati alcuni transistori per microonde, mentre in *figura 2* si può vedere un esempio d'impiego di questi transistori in un amplificatore di potenza a 3 stadi, che alla frequenza di 2,25 GHz, è in grado di dare, con un segnale d'ingresso di 15 mW, una potenza di uscita di 7,3 W.

Transistori FET

Sono già molti i costruttori che, per realizzare dispositivi per microonde, preferiscono utilizzare l'arseniuro di gallio (GaAs) al posto del silicio; ciò a motivo della grande mobilità che gli elettroni posseggono in questo elemento. È infatti con l'arseniuro di gallio che vengono fatti attualmente i transistori ad effetto di campo (FET) utilizzati nel settore delle microonde.

In un transistore FET, il parametro critico è costituito dalla lunghezza del gate, il quale deve essere più corto pos-

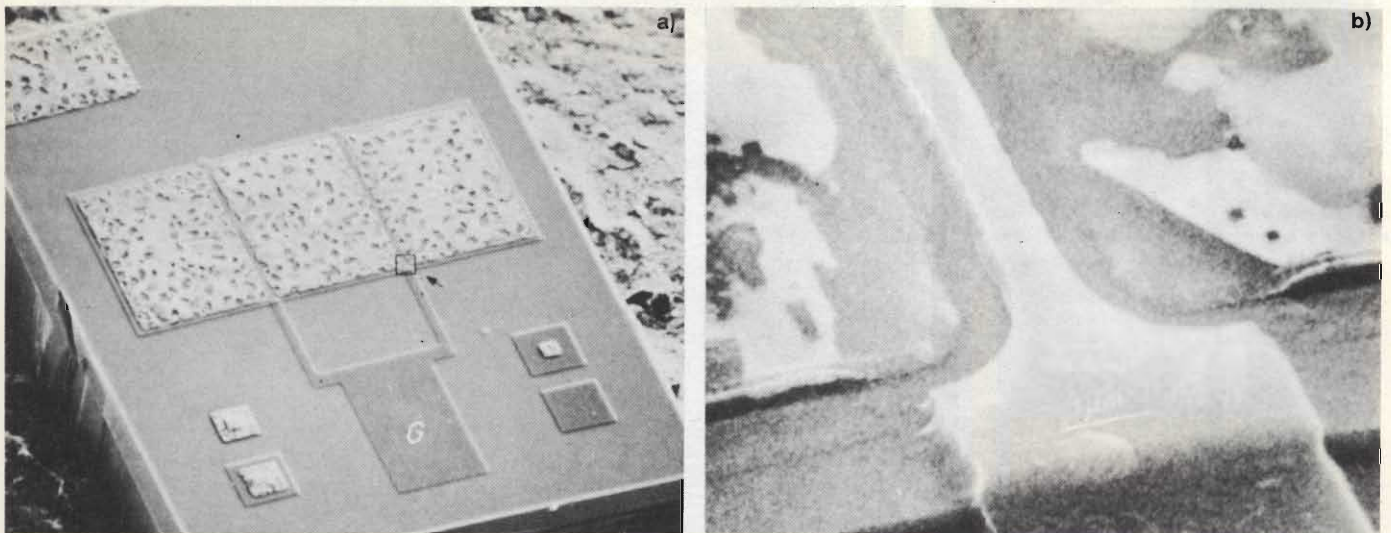



Fig. 3 - Transistore FET GaAs per microonde. a) transistore completo. G = piazzuola del gate, collegata alle due "dita" del gate. S = source. D = drain. b) veduta ingrandita di un "dito" del gate nel punto in cui passa sopra il bordo dello strato epitassiale attivo n.

Banco di collaudo di un oscillatore da 300 W a 25 GHz, realizzato con diodo TRAPATT.

Forni per la produzione degli strati epitalliali di arseniuro di gallio nei transistori FET per microonde.

sibile in modo che i portatori di carica possano attraversare il canale in un tempo estremamente breve.

La tecnologia di autoallineamento, introdotta qualche tempo fa (*figura 3*), ha consentito di ridurre la lunghezza del gate sull'ordine di grandezza di frazioni di micron (10^{-3} mm). È questo gate estremamente corto che ha permesso di ottenere con segnali di 12 GHz, una cifra di rumore pari a 1,9 dB associata ad un guadagno di 7,8 dB. A 8 GHz questi transistori possono dare una potenza d'uscita di 300 mW. In *figura 4* è riportato, ingrandito, il chip di un transistore FET all'arseniuro di gallio.

Questi FET GaAs per microonde sono presentati generalmente in contenitori FO-9270, adatti ad essere impiegati in sistemi di cablaggio stripline oppure possono essere forniti senza contenitore (chip nudo).

Diodi Schottky

Per un gran numero di applicazioni nel settore delle microonde sono attualmente disponibili molti tipi di diodi. Tra questi segnaliamo: i diodi al silicio, a barriera di Schottky, usati come mescolatori o rivelatori di segnali con frequenza fino a 40 GHz, i diodi Schottky "beam lead", i diodi varactor con tempo di ricupero breve, ed infine i diodi all'arseniuro di gallio, a basso rumore, capaci di lavorare nel campo delle onde millimetriche fino a frequenze dell'ordine di 100 GHz.

In queste applicazioni vengono impiegati i diodi a barriera di Schottky (figura 5), perchè questi possono essere riprodotti facilmente in grandi serię, e

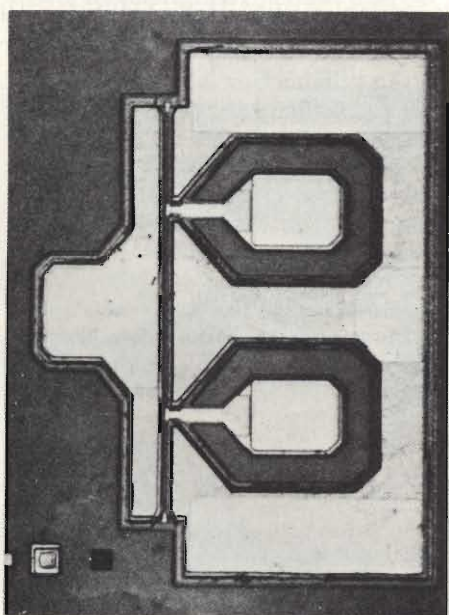



Fig. 4 - Altra struttura di transitore FET all'arseniuro di gallio per microonde.

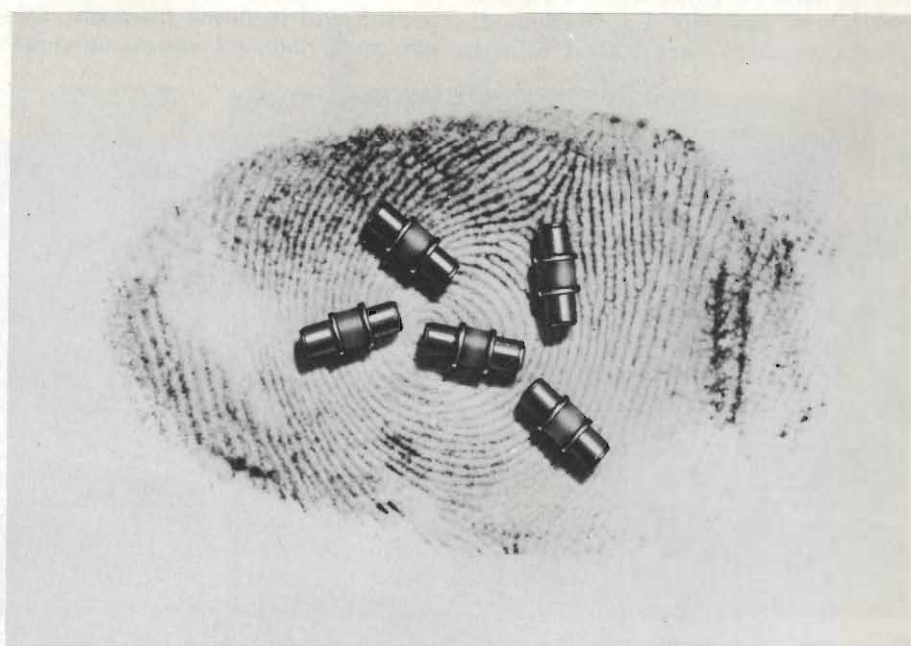



Fig. 5 - Alcuni tipi di diodi Schottky per microonde.

"SYSTEM METERS": Fluke Mod. 8520A/8522A

LA SOLUZIONE EFFICACE AI TUOI PROBLEMI DI PRECISIONE AD ALTA VELOCITA'

Decidere quali multimetri digitali usare nel tuo prossimo sistema non è facile. Alcuni dei venditori vorrebbero che tu sacrificassi la precisione per la velocità, ma, con i multimetri digitali Fluke Mod. 8520A e 8522A, non avrai bisogno di sacrificare le caratteristiche per le tue applicazioni in sistemi ad alta velocità.

NON SI PERDE NULLA IN PRECISIONE CON I MULTIMETRI DIGITALI FLUKE PER SISTEMI

Integrato nel tuo sistema automatico di test, il multimetro digitale Fluke 8520A, è in grado di dare $5^1/_2$ cifre con una precisione dello 0.005% fino a 250 letture al secondo.
Per velocità da 250 a 520 letture/secondo, l'8520A ti dà $4^1/_2$ cifre con una precisione dello 0.02%.
Il Mod. 8520A è ideale nelle applicazioni così diverse quali ricerca/sviluppo avanzata e aerospaziale dove tu hai bisogno di fare una varietà di misure differenti e molto precise in un tempo brevissimo.

APRI UNA FINESTRA SUI TUOI SEGNALI TRANSITORI

Il multimetro digitale Mod. 8520A ha anche una memoria di pre-trigger che ti permette di osservare dati prima e dopo un evento specifico.
Lascia lo strumento da solo e ti registrerà fino a 400 letture prima di un transiente offrendoti una migliore visione di come stia lavorando il tuo UUT.

ALTE CARATTERISTICHE PER SISTEMI NON IEEE-488

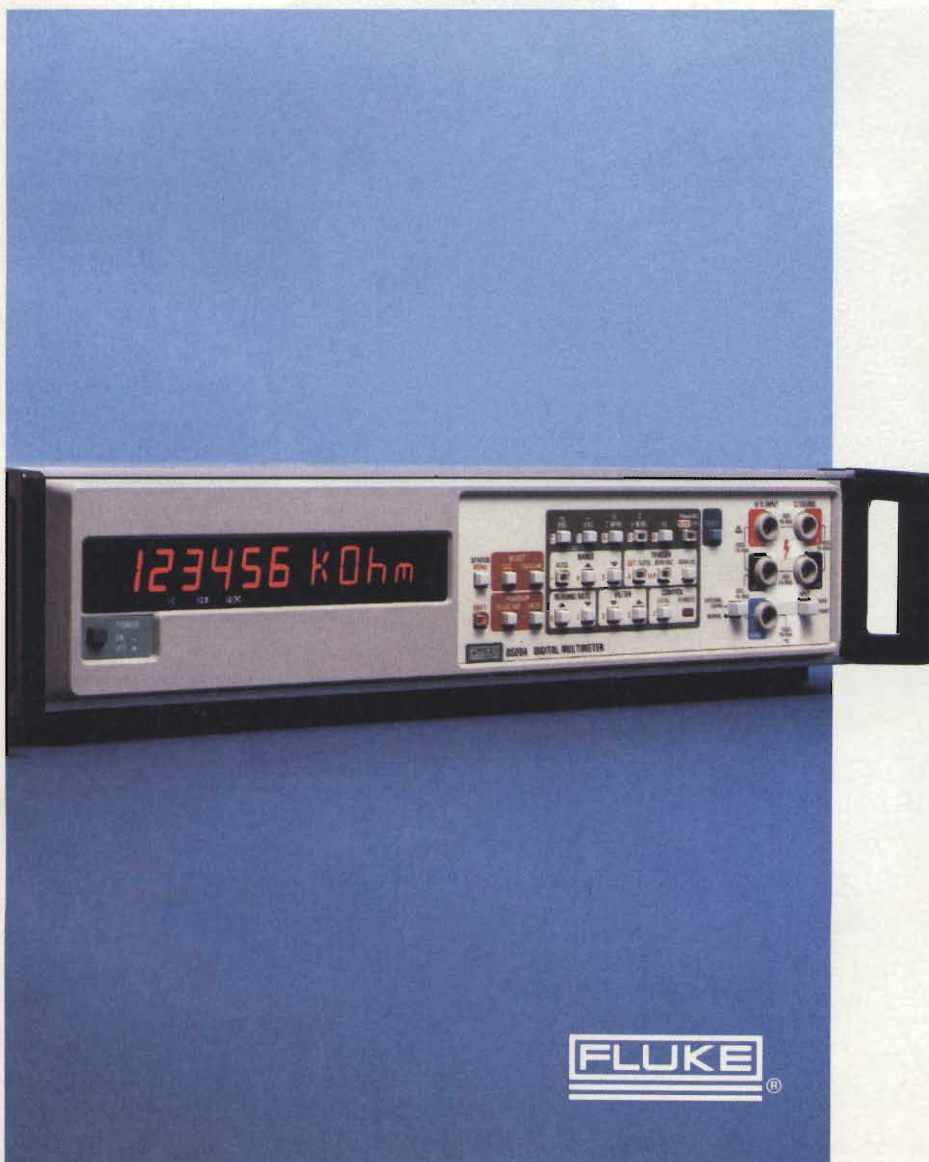
Fluke ha già introdotto il nuovo Mod. 8522A. Ha caratteristiche simili all'8520A, ma include come standard una interfaccia Parallela e BCD.
L'8522A emula le caratteristiche dei nostri precedenti multimetri già installati in molti sistemi ATE. Tu puoi incorporare facilmente il vantaggio della moderna tecnologia di misura ad alta velocità nei tuoi sistemi BCD o Paralleli con minimi cambi di software.

CARATTERISTICHE STANDARD DEI DMM

Per una versatilità massima, entrambi i modelli includono:

- VDC
- VAC
- VAC + VDC
- Ohm a 2 e a 4 fili
- Memoria delle letture
- 7 programmi standard e 7 programmi matematici opzionali.

OPZIONI:

Considera anche il nostro Switch Controller Mod. 2205A per la commutazione veloce e precisa. È un ottimo complemento dei voltmetri 8520 o 8522A.
Chiamaci o scrivici per maggiori informazioni su come puoi ottenere precisione ed alta velocità, senza compromessi nel tuo prossimo sistema automatico di test e di misura.

CINISELLO B. (MI) 20092 - Via P. Da Volpedo, 59 Tel. (02) 6181893
TORINO 10148 - Via Beato Angelico, 20 Tel. (011) 2164378
VERONA 37100 - Via Pallone, 8 - Tel. (045) 595338
LA SPEZIA 19100 - Via Crispi, 18/3 - Tel. (0187) 20743
ROMA 00143 - Via Giuseppe Armellini, 39 Tel. (06) 5915551
MONTESILVANO SPIAGGIA (PE) 65015 Via Secchia, 8 - Tel. (085) 837593
NAPOLI 80126 - Via Cintia al Parco San Paolo, 35 Tel. (081) 7679700

8520 A 8522 A

□ Ricevere un'offerta □ La visita di un Vs. Tecnico
□ Essere inseriti nel Vs. mailing list.

NOME ....
COGNOME ....
VIA ....
TEL. ....
CAP. .... CITTA' ....
DITTA ....
REPARTO ....

Multimetri digitali Philips. Il meglio in prestazioni e prezzo.

Da una analisi comparativa del rapporto prestazioni/prezzo i Multimetri Digitali **PM 2517** risultano vincenti.
Pur fornendo superbe prestazioni da strumenti di laboratorio quali le quattro cifre piene e le gamme automatiche, vengono offerti ad un prezzo altamente competitivo.

Vi invitiamo a considerare le caratteristiche professionali sotto elencate, unitamente alla possibilità di scegliere tra il modello con display a cristalli liquidi e quello a LED, la realizzazione ergonomica, robusta e compatta e giudicare quindi la fondatezza della nostra asserzione.

Displays a 4 cifre piene: aumentata risoluzione rispetto ai 3 1/2 cifre. Inoltre indicatore dell'unità di misura.

Scelta tra LED e LCD: scegliete secondo le vostre preferenze.

Cambio gamma automatico: per praticità di misura. Naturalmente vi è anche quello manuale.

Vero valore efficace: il solo modo per misurare correttamente segnali in c.a. non perfettamente sinusoidali.

Elevata risoluzione ed accuratezza: grazie alle 4 cifre piene e l'elevata sensibilità.

Correnti sino a 10 A: la tendenza di utilizzare tensioni sempre più basse richiede tassativamente di poter misurare sino a 10 A.

Protezione dai sovraccarichi: è impossibile danneggiarlo.

Piccolo ma robusto: non fragile plastica o deboli commutatori.

Design ergonomico: funziona in ogni posizione, automaticamente

Misura anche le temperature: la sonda opzionale consente questa misura utilissima per la ricerca guasti.

Congelamento della misura indicata: un grande vantaggio ottenibile con lo speciale puntale opzionale.

Rispetta le norme internazionali: quali? Virtualmente tutte.

Qualità Superiore

Il multimetro a 4 cifre senza compromessi

Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 33.02.344/5/6/7
Torino (011) 21.64.121

Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343

PHILIPS Test & Measuring Instruments

PHILIPS

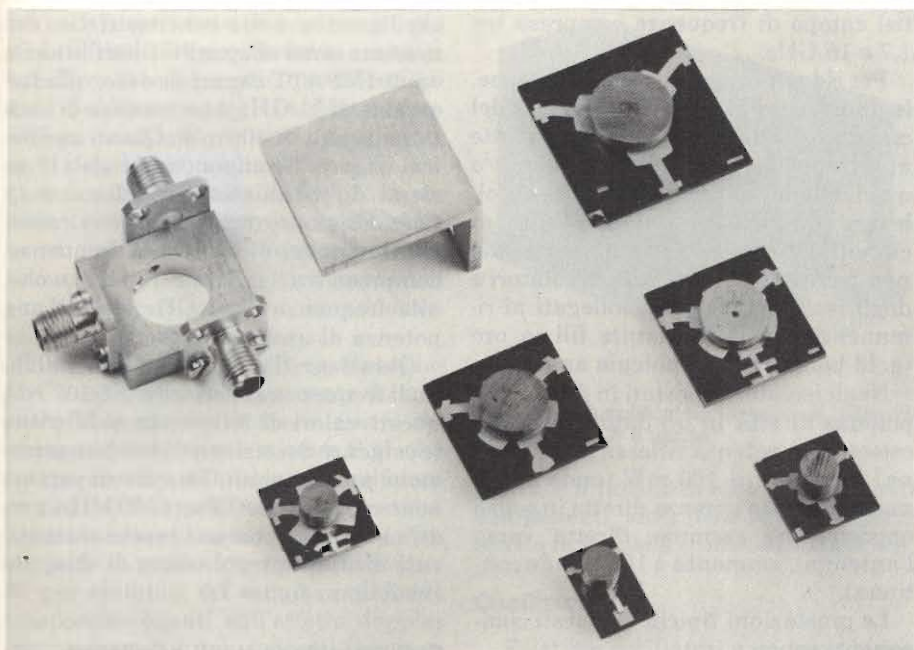



Fig. 6 - Isolatori e circolatori a microstrip; la banda coperta va da 2,2 GHz a 11,5 GHz. Sono formati da un sottile substrato in ferrite sul quale vengono formate, in oro placcato, le vie (i porti). Al centro si vedono magneti circolari in ticonal per la polarizzazione magnetica statica. A sinistra, è indicato il Jig per il controllo di questi componenti.

Fig. 7 - Esempio di oscillatore a diodo IMPATT (JS1000). A 11 GHz, dà una potenza d'uscita di 500 mW. Viene impiegato sia nei ricevitori che nei trasmettitori.

pertanto sono relativamente economici; ed inoltre perchè posseggono una stabilità meccanica superiore ai diodi a punta di contatto. Gli strati epitassiali estremamente sottili, utilizzati per realizzare gli elettrodi dei dispositivi Schottky consentono inoltre di ottenere una resistenza-serie molto bassa, e questo si traduce in una maggiore flessibilità e facilità d'impiego per il progettista. (Si ricordi che nei diodi Schottky la giunzione raddrizzatrice è formata dall'unione metallo/semiconduttore, e la corrente è costituita dai portatori maggioritari).

Circolatori ed isolatori in ferrite

Nel campo delle microonde, questi componenti detti *passivi* (in quanto non forniscono amplificazione) hanno assunto un'importanza sempre più grande. La loro caratteristica fondamentale, e cioè la *non-reciprocità*, consente di semplificare considerevolmente la costruzione di tutte le apparecchiature rice/trasmittenti per microonde, e di migliorare le loro caratteristiche di stabilità, di rendimento e di accuratezza.

Questi dispositivi sono formati essenzialmente da un substrato di materiale di ferrite polarizzato da un campo magnetico statico. È questo campo statico che s'incarica di orientare gli "spin" degli elettroni all'interno della ferrite in modo da produrre l'effetto giromagnetico. Il comportamento non reciproco a cui abbiamo accennato prima ha luogo quando un segnale r.f., (meglio, potenza r.f.) applicato perpendicolarmente al campo polarizzante, interagisce con gli elettroni in modo da produrre nel substrato un sistema di onde stazionarie.

Un *isolatore* è un dispositivo passivo non reciproco, a due vie (due porti), che permette ad un segnale r.f. di attraversarlo facilmente in una direzione e di attenuarlo quando questo segnale lo attraversa in direzione opposta.

Un *circolatore* è un dispositivo passivo non reciproco, a tre o più vie. L'energia r.f. introdotta in una via (o porto) viene trasferita nella via adiacente, mentre la terza via (o le altre) rimangono isolate.

In pratica, gli isolatori e i circolatori sono costituiti (*figura 6*) da un sottile substrato di ferrite, sulla cui superficie vengono formati strip in oro platinato; al centro del substrato vengono sistemati due magneti circolari in ticonal.

Attualmente sono disponibili circolatori e isolatori che possono lavorare

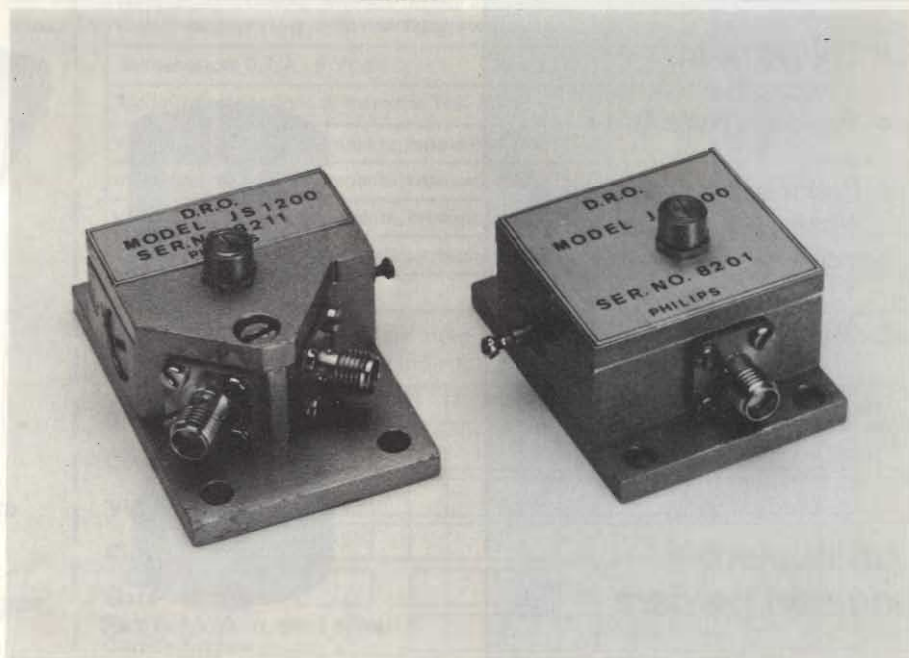



Fig. 8 - Oscillatore stabilizzato mediante risonatore dielettrico (stabilità: 3 kHz per °C a 10 GHz). Il risonatore è un disco di titanato di bario.

nel campo di frequenze compreso tra 1,7 e 15 GHz.

Per ridurre le perdite di trasmissione, le dimensioni di tutti i componenti del circolatore e dell'isolatore, sono ridotte al minimo. La forma rettangolare e/o quadrata del substrato consente di collegare con facilità questi dispositivi ai circuiti adiacenti, fatti di materiale non ferritico. I "porti" dei circolatori e degli isolatori vengono collegati ai rimanenti circuiti mediante fili in oro (gold bonding) o tecnologie analoghe.

Negli isolatori riportati in *figura 6* la potenza diretta in un dato senso (per esempio, la potenza riflessa dell'antenna) ammonta a 100 mW (onda continua) mentre la potenza diretta in senso opposto (per esempio, diretta verso l'antenna), ammonta a 10 W (onda continua).

Le prestazioni tipiche di questi componenti sono:

- isolamento (e cioè rapporto energia r.f. diretta/energia r.f. inversa) superiore a 22 dB

- perdite di inserzione introdotte dal componente, inferiori a 0,3 ... 04 dB

- rapporto onde stazionarie riflesse R.O.S. (V.S.W.R.) dell'ordine di 1,15.

In *Figura 6* si possono vedere alcuni tipi di circolatori e isolatori microstrip.

Oscillatori realizzati con diodi Gunn e IMPATT

I diodi Gunn e IMPATT sono dispositivi a semiconduttore a resistenza negativa che permettono di realizzare oscillatori a onde centimetriche. Sul mercato sono disponibili oscillatori a diodi IMPATT capaci di dare, alla frequenza di 11 GHz, una potenza di uscita massima di 400 mW. Questi oscillatori (*figura 7*) vengono impiegati in sistemi di trasmissione/ricezione a 11 GHz. Esistono anche oscillatori a diodi Gunn, capaci di coprire le frequenze, comprese tra 11 GHz e 19 GHz e che, alla frequenza di 11 GHz, danno una potenza di uscita di 200 mW.

Questi oscillatori hanno una stabilità di frequenza superiore a $\pm 5.10^{-7}/°C$; questi valori di tolleranza soddisfano le esigenze dei sistemi di telecomunicazioni professionali. Le cifre di rumore sono molto basse. Oltre i 500 MHz, questi oscillatori possono essere sintonizzati mediante regolazione di una vite (visibile in *figura 7*).

Fig. 9 - Oscillatore accordato YIG. Fornisce una potenza d'uscita di 1 W. Le frequenze di lavoro vanno da 8,5 a 18 GHz.

Stabilizzazione degli oscillatori a microonde mediante risonatore dielettrico

Gli oscillatori stabilizzati mediante risonatore dielettrico non sono altro che oscillatori a microonde stabilizzati mediante un risonatore fatto di materiale ceramico (*figura 8*). In molte applicazioni, gli oscillatori a risonatore dielettrico rappresentano una favorevole alternativa ai convenzionali oscillatori a cristallo di quarzo oppure agli oscillatori stabilizzati mediante cavità i quali a 10 GHz sono soggetti ad una deriva di frequenza dell'ordine di 3 MHz/°C.

Questa variazione di frequenza, dovuta alla variazione di temperatura a cui viene soggetto il materiale semiconduttore, può essere ridotta al valore di soli 3 kHz per °C di variazione di temperatura, qualora l'oscillatore venga stabilizzato mediante un materiale dielettrico che funziona da risonatore. Per compensare la variazione di temperature del materiale semiconduttore, gli oscillatori a risonatore dielettrico inseriscono nella cavità risonante, un disco di titanato di bario opportunamente drogato.

Gli oscillatori stabilizzati mediante risonatore dielettrico presentano una variazione (drift) di temperatura di ± 3 parti per 1.000/per °C. Questo valore è molto inferiore a quello che si riscontra in un oscillatore analogo stabilizzato mediante cavità.

Gli oscillatori a risonatore dielettrico hanno dimensioni ridotte, sono leggeri e poco costosi, almeno se confrontati con analoghi oscillatori stabilizzati mediante cavità risonanti, i quali, com'è noto, molto spesso, sono ingom-

branti e hanno costi di produzione più elevati. Inoltre, per poter lavorare nella banda delle microonde, questi oscillatori, a differenza degli oscillatori controllati mediante cristallo di quarzo, non richiedono moltiplicatori di frequenza a larga banda. Infine, e questo assume molta importanza oggigiorno, questi oscillatori sono molto flessibili, e sono pertanto facilmente compatibili con l'attuale circuiteria a microonde realizzata in forma integrata.

L'unico svantaggio di questi oscillatori è la banda relativamente stretta entro la quale essi possono essere accordati ed il fattore di rumore F.M. che è superiore a quello che, in condizioni analoghe, danno gli oscillatori stabilizzati mediante cavità risonanti. Esiste però un gran numero di applicazioni, per esempio, nei sistemi radar, nei trasponder basati sull'effetto doppler ecc., nei quali i due suddetti inconvenienti non rivestono grande importanza.

Attualmente, gli oscillatori a risonatore dielettrico sono in grado di coprire la banda a microonde compresa tra 4 GHz e circa 16 GHz. Riuscendo a migliorare il fattore di merito Q di questi componenti, sarà possibile impiegarli anche in bande a microonde superiori.

Fig. 10 - Amplificatore lineare di potenza JA1000 da 1 W d'uscita.

Oscillatori YIG

Esistono oscillatori a microonde detti YIG (YIG = *Y*ttrium *I*ron *G*arnet). Sono formati da una sfera di granato di ferro e ittrio (YIG) che fa le veci di una cavità accordabile, di elevata qualità, orientata nel traferro di un elettromagnete ed accoppiata ad un diodo Gunn. Questi oscillatori sono capaci di dare nella banda compresa tra 8 e 18 GHz, potenze elevate e ad andamento lineare. In *figura 9* sono riportati alcuni oscillatori accordati YIG.

Amplificatori di potenza per la banda X

Un tipico esemplare di questi amplificatori è riportato in *figura 10*. Questo amplificatore lavora in classe A entro la banda compresa tra 8,5 e 9,5 GHz. Può fornire una potenza di uscita di 1 W. È stato progettato esplicitamente per essere impiegato nelle apparecchiature radar come pilota in amplificatori funzionanti con tubi ad onde progressive (TWT).

L'amplificatore soddisfa le specifiche militari. Nel caso l'amplificatore dovesse fornire un segnale d'uscita ad impulsi ad elevata velocità, occorrerebbe munirlo di un interruttore a diodi PIN. La buona linearità con cui lavora questo amplificatore fa si che l'impulso di uscita non presenti distorsione alcuna. ■

SINTETIZZATORE DI FREQUENZA PER RICEVITORI FM

di Mathias Eichelbronner - Parte seconda

Continua la descrizione di un sistema di sintonia a sintesi di frequenza: esso permette di sintonizzare qualunque gruppo FM equipaggiato con diodi a capacità variabile, con canalizzazione quarzata a 50 kHz. Un ulteriore articolo descriverà la costruzione di un ricevitore FM completo.

Istruzioni per la taratura

La taratura non è molto critica. Avendo a disposizione un generatore di frequenza di riferimento, la frequenza del quarzo potrà essere regolata con la massima esattezza a 100 kHz, mediante C25. Questa regolazione non è però indispensabile, perchè la precisione intrinseca è molto elevata e perciò un errore di 5 Hz produrrà semplicemente uno scostamento di 5 kHz nella frequenza di ricezione. Questa differenza, in un gruppo sintonizzatore FM di buona qualità, non ha praticamente influenza sul fattore di distorsione: infatti, la massima dissintonizzazione ammessa è molto maggiore (parecchie decine di kHz). L'unico punto critico di taratura è P1, che determina il punto di lavoro dell'integratore. La regolazione viene effettuata iniettando una frequenza di ricezione ben definita e variando la posizione del cursore di P1 in modo che il circuito di regolazione si agganci a questa frequenza. A causa della costante di tempo dell'integratore, il circuito di regolazione impiega 0,1 secondi per effettuare un salto di frequenza di 10 MHz.

Per concludere, rimane ancora da spiegare come avviene l'impostazione della frequenza desiderata. Nel caso più semplice, questa potrà essere programmata direttamente tramite un gruppo di commutatori digitali BCD. La soluzione più elegante e di più facile azionamento consiste però nel montaggio di un contatore avanti-indietro, secondo la descrizione effettuata in precedenza.

Adattamento a qualsiasi sintonizzatore

I circuiti sinora descritti saranno sufficienti per il vero e proprio sintonizzatore a sintesi di frequenza, nel caso che esso possieda un'uscita $f_{osc}/4$ (per esempio il Philips FD 11). Il circuito potrà essere collegato anche a sintonizzatori non predisposti; quando si voglia mettere in pratica la seguente proposta sarà necessaria una certa competenza nel campo dei circuiti in alta frequenza.

La *figura 9* mostra una delle possibilità di prelevare la frequenza dell'oscillatore, nonchè lo schema del successivo divisore per quattro. Il circuito dovrà essere inserito in un astuccio schermato alla radiofrequenza, che a sua volta dovrà essere montato molto vicino al ricevitore, in modo che i conduttori di collegamento del segnale di alta frequenza siano più corti possibile (non dovrà essere impiegato cavo coassiale). Il condensatore di accoppiamento non dovrebbe mai avere una capacità maggiore di 10 pF, anzi la sua capacità dovrà essere la minima possibile: esso dovrà essere saldato a circa metà della bobina dell'oscillatore. Il transistore BF 199 forma un convertitore d'impedenza, ed il segnale potrà essere prelevato dal suo collettore. Il diodo ed i resistori ad esso collegati formano un partitore di tensione che converte il livello del segnale in un livello ECL: questo segnale viene poi applicato al doppio flip flop MC 10131. All'uscita apparirà perciò una frequenza pari ad un quarto di quella dell'oscillatore.

Nel caso che il prelievo del segnale mandi fuori sintonia il circuito dell'oscillatore, occorrerà eseguire una successiva taratura nel seguente modo (se nella descrizione del sintonizzatore

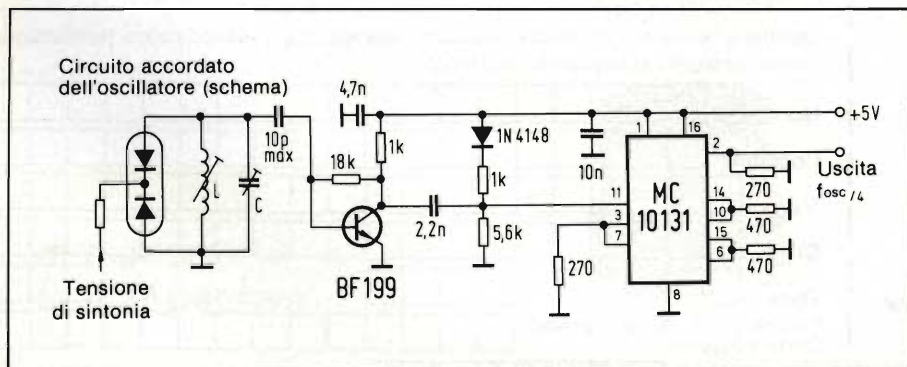



Fig. 9 - Prelievo della frequenza dell'oscillatore locale e divisore per quattro con logica ECL.

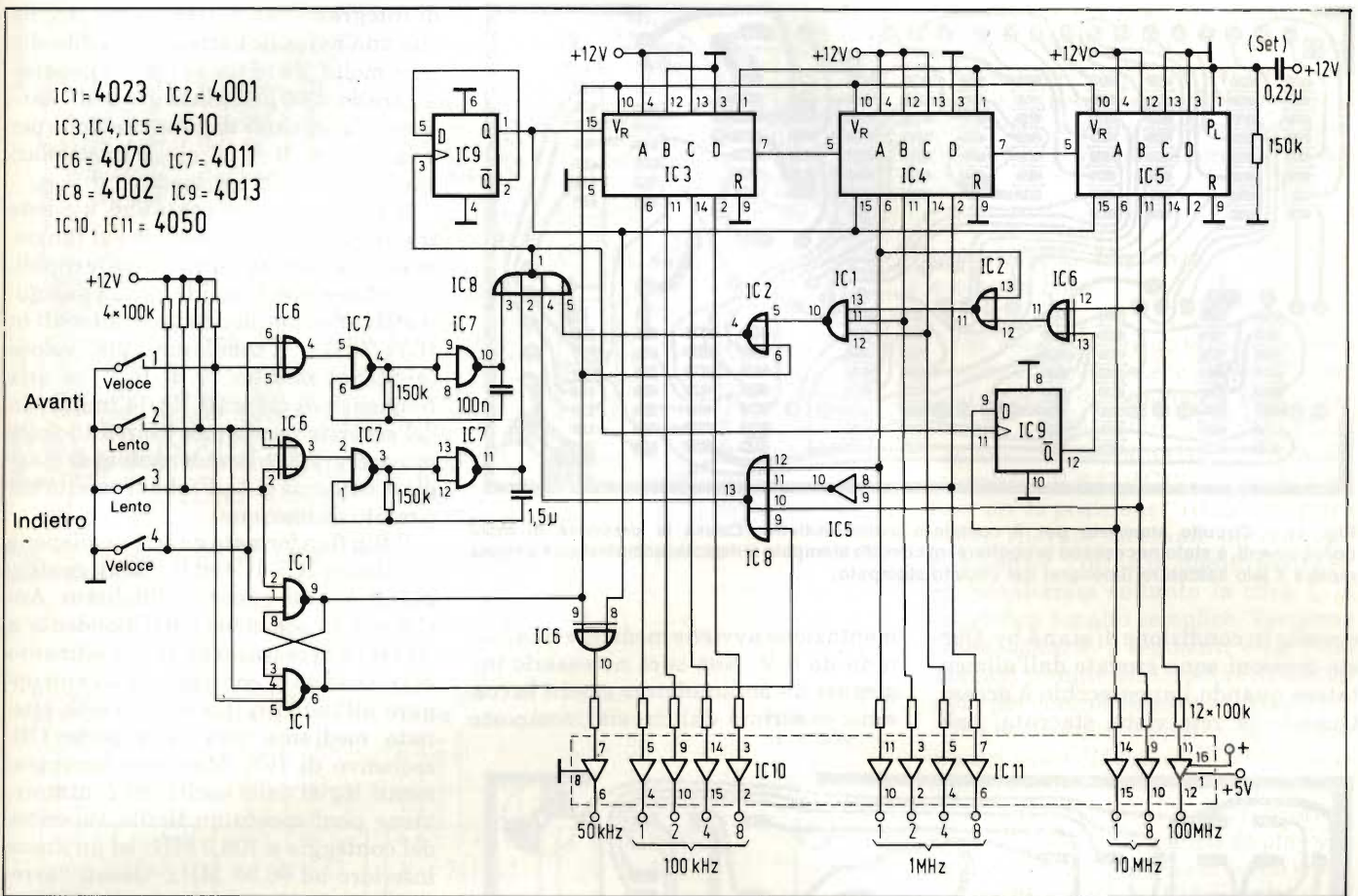



Fig. 10 - Contatore avanti/indietro, azionabile mediante pulsanti, per la sintonia veloce e lenta. Il collegamento al PLL avviene tramite un bus ad 11 bit; l'accoppiamento al visualizzatore digitale di frequenza a cinque cifre avviene tramite un bus a 12 bit.

non sono date istruzioni diverse): sintonizzare l'apparecchio in corrispondenza ad un trasmettitore molto debole nella banda tra 87 e 108 MHz (la migliore soluzione sarebbe di sintonizzarsi sulla frequenza emessa da un opportuno generatore di segnali); tarare poi il nucleo della bobina al limite inferiore della banda, per ottenere il minimo fattore di distorsione (eventualmente alla massima intensità di campo). Nella parte superiore della banda, la regolazione dovrà essere effettuata mediante il compensatore del circuito oscillante (ripetere eventualmente la taratura parecchie volte).

Contatore avanti/indietro per il visualizzatore delle frequenze

Un contatore avanti/indietro è collegato direttamente all'unità di sintesi della frequenza (*figura 10*), tramite un bus ad 11 bit. In parallelo al sintetizzatore viene collegato un display a sette segmenti. Occorrerà inoltre prevedere un collegamento per la frequenza di 100 MHz: per il visualizzatore saranno perciò necessari in tutto dodici conduttori.

Il circuito viene alimentato mediante due tensioni, una delle quali è di + 5 V ed alimenta i buffer IC10 ed IC11; la seconda tensione (+ 12 V) alimenterà il

Fig. 11 - **Circuito stampato per il contatore avanti/indietro. Causa la presenza di molti collegamenti, è stato necessario progettare un circuito stampato a doppia faccia incisa. La figura mostra il lato saldature (inferiore) del circuito stampato.**

circuito in condizione di stand-by. Queste tensioni sono erogate dall'alimentatore quando l'apparecchio è acceso. Quando la rete viene staccata, l'alimentazione avviene mediante una batteria da 9 V. Non sarà necessario impiegare un accumulatore perchè la corrente assorbita dal circuito, composto di integrati CMOS, è talmente piccola che una normale batteria dovrebbe durare molto più di un anno. Un condensatore da 2200 μF è già in grado di mantenere la tensione di alimentazione per una durata di 5 - 6 ore. I particolari verranno forniti più tardi.

Il pilotaggio del contatore avviene tramite quattro pulsanti, le cui funzioni sono: aumento e diminuzione rapidi, aumento e diminuzione lenti. I pulsanti attivano i due oscillatori contenuti in IC7 (4011). L'oscillatore più veloce (uscita al piedino 10 di IC7) ha una frequenza di circa 20 Hz; la frequenza del secondo oscillatore è circa 15 volte minore, grazie al condensatore di maggiore capacità (1,5 μF) che è inserito nel circuito di reazione.

Il flip flop formato da IC1 predispone i contatori IC3, IC4 ed IC5 per il conteggio in avanti oppure all'indietro. Anche per la posizione corrispondente a 50 kHz è necessario un riconoscimento del comando di conteggio in avanti oppure all'indietro. Lo scopo viene ottenuto mediante una delle porte OR-esclusivo di IC6. Mediante accoppiamenti logici delle uscite del contatore, viene predisposto un limite superiore del conteggio a 108,0 MHz ed un limite inferiore ad 86,95 MHz. Questi "arresti" limitano la ricezione entro la banda ammessa.

Quando vengono raggiunte le posizioni di "arresto", il flip flop 4013 (IC9) commuta lo stato delle sue uscite ed impedisce il passaggio degli impulsi di sincronismo diretti agli ingressi del contatore. Il libero flusso degli impulsi di sincronismo verrà ripristinato solo mediante l'inversione della direzione di conteggio.

Alla prima accensione dell'apparecchio, lo stato del contatore viene predisposto su 97,55 MHz mediante il circuito RC (150 Ω e 0,22 μF) collegato all'in-

Fig. 12 - **Lato componenti del circuito stampato per il contatore avanti/indietro.**

Fig. 13 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato a doppia faccia del contatore avanti/indietro.

Fig. 14 - Schema del decodificatore BCD-sette segmenti dei livelli di uscita del contatore. L'indicazione della frequenza avviene mediante cinque cifre.

gresso di set del contatore 4510, a condizione che gli ingressi di programmazione siano a livello logico "alto" (+12 V). E' stato scelto questo valore della frequenza in quanto è facile da regolare e si trova circa al centro della banda di ricezione.

Circuito stampato a doppia faccia incisa per il contatore avanti/indietro

Causa i molti collegamenti da effettuare all'interno del circuito, è stato necessario progettare un circuito stampato con piste di rame incise su entrambe le facce. Le *figure 11* e *12* mostrano le piste della parte inferiore (lato saldature) e del lato componenti. La disposizione dei componenti è illustrata in *figura 13*. Quando vengono montati i circuiti integrati sarà necessaria la massima attenzione per orientarli nel modo giusto. Un trattino sulla parte superiore del circuito stampato indica la posizione del piedino 1 di ciascun circuito integrato. I collegamenti al circuito stampato del sintetizzatore dovranno essere eseguiti tra i punti recanti uguali contrassegni. Lo stesso metodo deve essere seguito per l'alimentatore ed il visualizzatore delle frequenze.

I contatori avanti/indietro saranno necessari esclusivamente quando l'azionamento dovrà avvenire mediante pulsanti. Impiegando commutatori BCD, come già descritto nella prima parte di questo articolo, i contatori saranno superflui. Poichè sui commutatori BCD potrà essere letta anche la frequenza, diverrà ovviamente superfluo anche il visualizzatore a sette segmenti.

Indicatore di frequenza a cinque cifre

Per poter pilotare un visualizzatore a 7 segmenti mediante le uscite BCD del contatore avanti/indietro, queste dovranno prima subire una decodifica. Ciò avviene mediante i quattro circuiti integrati 74LS47 (IC12...IC15). L'overflow per la posizione "100 MHz" potrà essere rilevato mediante un semplice transistore. Poichè in questo caso verrà visualizzata soltanto la cifra 1, la decodifica è molto semplice. Verranno accesi soltanto i segmenti e ed f del display, tramite un resistore di limitazione per ciascun segmento (*figura 14*).

Per le altre quattro posizioni sono necessari i decodificatori BCD/sette segmenti. Per la limitazione della corrente, saranno necessari 4 x 7 resistori da 680 Ω. L'anodo comune del display viene collegato ad una tensione non stabilizzata di circa 7 V. Ciò semplifica la costruzione dell'alimentatore. Per l'alimentazione dei circuiti integrati 74LS47 sarà però necessaria una tensione stabilizzata di 5 V.

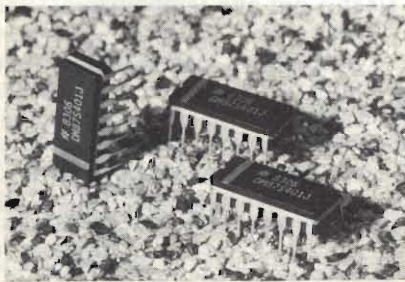
(continua)

Rainbow 100 comunica con IBM

La Digital Equipment ha concluso un accordo con la Polygon Associates, in base al quale essa venderà una famiglia di programmi, installabili dall'utente, che consentono la comunicazione in modo batch e interattivo tra il Rainbow 100 basato sul sistema operativo CP/M e i mainframe IBM. La famiglia dei package Polygon, conosciuta come POLY-BSC consiste di due sottosistemi: il primo, POLY-BSC/RJE permette al Rainbow 100 di emulare il terminale IBM 2780 e 3780. Il secondo, POLY-BSC/3270 permette l'emulazione di vari membri della famiglia IBM 3270 (controllers, display, stampanti). Entrambi i pacchetti operano su linee di comunicazione full duplex o half duplex. La velocità massima di linee è di 9600 baud in full duplex.

COMPONENTI

RAM FIFO

La National Semiconductor ha annunciato nuovi dispositivi "First In - First Out" (FIFO) RAM, che rappresentano un'alternativa ai corrispondenti RAM "FIFO" della Monolithic Memories.

I dispositivi della National DM77S401/DM87S401, DM77S402/DM87S402 sono memorie RAM del tipo "FIFO" ad alta velocità organizzate in 64 parole di 4 bit oppure 64 parole da 5 bit rispettivamente.
Un data-rate di 10 MHz permette il loro utilizzo in controllori ad alta velocità per dischi o nastri oppure come buffer in applicazioni PCM. Sarà inoltre disponibile una versione a 20 MHz.
I dispositivi sono pin compatibili con i F3341 della Fairchild - dispositivi MOS - ma sono in grado di operare a velocità 20 volte maggiori.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

8 bit single chip con 8 kbyte di ROM

Il nuovo μPD 7809 prodotto dalla NEC contiene 8 kbyte di ROM e 256 byte di RAM sul chip, con un numero equivalente di 103.000 transistor.
Oltre al potente set di istruzioni, come operazioni aritmetiche/logiche a 16 bit, il μPD 7809 integra funzioni versatili quali 8 comparatori su altrettante linee di ingresso, funzione programmabile di wait, funzione di hold, watchdog timer, timer/event counter a 16 bit, 2 contatori ad 8 bit ed una interfaccia seriale (USART).
Il ciclo di istruzione di 1 μs, a 12 MHz, consente di eseguire operazioni di moltiplicazione/divisione più velocemente di dispositivi comparabili correntemente disponibili.
Oltre alla ROM ed alla RAM sul chip, è possibile l'espansione esterna fino a 56 kbyte. Da notare che anche parte della RAM interna può essere mantenuta e alimentata in situazione di stand-by.
Altre caratteristiche: watch-dog timer utilizzabile per prevenire fughe di programma in ambienti particolarmente rumorosi, 8 comparatori di tensione di riferimento programmabile in gradini di 1/16 della tensione applicata esternamente, firmware per la gestione del timer/counter a 16 bit per ridurre il carico software in misure di frequenza e di impulsi, interfaccia seriale full duplex.
Il μPD 7809 è soprattutto versatile per applicazioni in elaborazione dati e come controller in applicazioni particolarmente complesse.

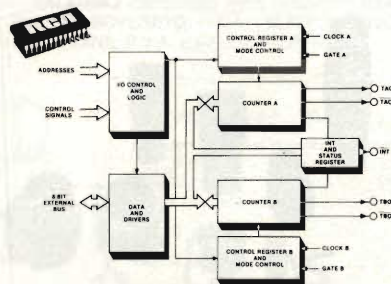
NEC Electronics Italiana
Via Cardano, 3
Milano

Ponticello coax. con punto di misura

A completamento della serie 1.6/5.6, la Compel ha realizzato il ponticello coax. con punto di misura.
Tale prodotto è costituito dal normale ponticello maschio-maschio che permette di cavallottare due punti tra di loro, e da un connettore femmina dal quale è possibile prelevare un segnale di misura.
Sono stati adottati gli stessi interassi dei ponticelli normali.

COMPEL
Via Donizetti, 20/24
Cornate d'Adda (MI)

Counter-timer programmabile

La RCA Solid State ha introdotto un contatore temporizzatore CMOS programmabile a 16 bit, a doppia funzione, denominato CDP 1878.
Esso è infatti caratterizzato dall'impiego di due contatori programmabili controllati da due registri a 9 bit.
Inoltre per ciascun counter-timer il

Block Diagram for the RCA Dual Counter-Timer, CDP1878

CDP1878 offre 5 modi di funzionamento programmabili, con la flessibilità addizionale del controllo del livello del gate.
Sia i contatori che i registri sono direttamente indirizzabili nello spazio della memoria da qualsiasi microprocessore per impieghi generali.
I 5 modi di funzionamento del dispositivo sono Timeout, Timeout strobe, Gate-controlled one shot, Rate generator e Variable duty cycle.
Il CDP1878 è disponibile in package DIP plastico a 28 pin o in package ceramico ermeticamente sigillato.
La tensione di alimentazione può variare da 4 a 10,5 V e da 4 a 6,5 V, a seconda del tipo.

RCA
P.za San Marco, 1
Milano

Potenziometri miniaturizzati.

Potenziometri miniaturizzati

Per risolvere il problema della miniaturizzazione degli apparati elettronici la Beckman ha realizzato il potenziometro mod. 7291 e la manopola 2991, l'uno con diametro di 13 mm e l'altra con larghezza di 15 mm, che consentono di ridurre la larghezza frontale dei pannelli e in ogni caso permettono una maggiore compattezza dell'apparecchiatura.
Il potenziometro a 10 giri ha una dissipazione di 1,5 W a 40°C, una gamma di valori di resistenza da 100 Ω a 100 kΩ ed una linearità dello 0,3%.

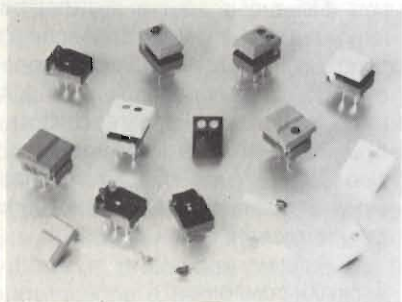
BECKMAN COMPONENTI
Via Arese, 11
Milano

Driver per display LED a 2 digit

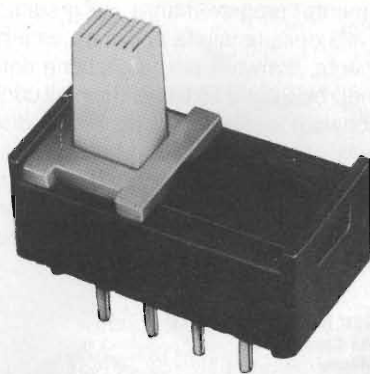
L'M5481 è un circuito integrato monolitico MOS prodotto dalla SGS con la tecnologia N-channel silicon gate.
Esso utilizza il die M5450 incapsulato in un package plastico a 20 pin con frame di rame, ed è studiato per pilotare display a 2 digit (14 segmenti).
Un singolo pin controlla la luminosità dei LED regolando la corrente di riferimento mediante un resistore variabile collegato alla V_{DD} o ad una alimentazione separata a 13,2 V.
Le sue caratteristiche sono: generatore di corrente di uscita, controllo continuo della luminosità, input dei dati seriale, data enable, ampio range della tensione di alimentazione, TTL compatibile.
L'M5481 può sostituire pin-to-pin in modo migliorativo l'NS MM 5481.

SGS-ATES Componenti Elettronici
Via C. Olivetti, 2
Agrate Brianza (MI)

Commutatore modulare a pulsante

La C & K Components annuncia la disponibilità del modulo di commutazione a pulsante meccanico MPOI. Questo commutatore, versatile e di lunga durata, è conveniente per l'introduzione di dati o di funzioni di controllo con tastiera a schiere di tasti singole o multiple.
Per l'adattabilità al progetto del pannello sono previsti 6 modelli di cappuccio sostituibili, disponibili con 8 colori diversi, con o senza LED.
La funzione di commutatore è SPDT momentanea; i terminali sono sigillati con resina epossidica per resistere alle temperature della saldatura ad onda; ha una vita elettrica di 1.000.000 di azionamenti a pieno carico.
Il contenitore del commutatore ed il cappuccio sono di resina termoplastica per alta temperatura, resistente ai solventi.
L'impiego all'aria libera è per un campo di temperatura da —20 a + 65 °C con una forza applicativa di 150 gr.

Commutatore modulare a pulsante

Il commutatore è progettato per basso livello di potenza, con un carico del contatto di 0,4 VA max a 20 Vca o cc max.
I contatti sono placcati oro su placcatura di nichel.

C & K COMPONENTS
Via Frapolli, 21
Milano

Switch a cursore a 4 posizioni

Switch a cursore a 4 posizioni

Il commutatore a cursore P74650-013 prodotto dalla Switchcraft ha una circuiteria SP4T ed è studiato per il montaggio sui circuiti stampati delle apparecchiature elettroniche, quando è richiesto uno switch economico, affidabile e miniaturizzato a 4 posizioni.
I contatti, a bassa resistenza, sono autopulenti; la conferma dell'avvenuta commutazione è data, oltre che da un click udibile, anche da una sensazione tattile.

Switchcraft
5555 North Elston Avenue
Chicago, Illinois 60630 (USA)

Connettori circolari

Prodotti dalla Connei, i connettori sono disponibili con un numero di contatti che può andare da 2 a 22.
Vengono offerti nei tipi U, L, CN, con diametro esterno della carcassa rispettivamente di 20, 25, 38 mm.

Connettori circolari della Connei.

Sono equipaggiati con contatti HC nelle diverse combinazioni di numero e diametro.
Le possibilità di soluzioni sono base da pannello + presa volante, base di prolungatore + presa volante. Su richiesta possono essere corredati di tappi di protezione.

CONNEI
Via Pillea, 14
Genova Sestri Ponente

Nastro per alte temperature

Il Pyro-Tape 546 prodotto dalla Aremco Products è un nastro di vetro-plastica che combina una elevata resistenza alla trazione, un'alta rigidità dielettrica, e che può sopportare temperature continue di 500 °F e temperature istantanee di 400 °F.
In particolare il Pyro-Tape 546 ha una resistenza a tensione di 18.000 psi, una resistività volumetrica di $3,6 \times 10^6$ Ω-cm, una rigidità dielettrica di 500 V/mil e una costante dielettrica di 3,1 con 1 MC.

AREMCO PRODUCTS
P.O. Box
Ossining, NY 10562 (USA)

Microcomputer HMOS ad 8 bit

L'EF6805CT MCU è un membro della famiglia EF6805 della Thomson-EFCIS, pin-to-pin compatibile con il 6801.
Questo MCU può funzionare come un microcomputer monolitico o può essere espanso fino ad uno spazio di indirizzamento di 16 kbyte, a secondo degli 8 modi di funzionamento.
Le risorse on chip comprendono un Universal Asynchronous Communication Controller (UACC), un timer programmabile, 240 byte di RAM e fino a 4 kbyte di ROM di utente.
Le caratteristiche hardware sono simili a quelle del 6801, mentre quelle software sono le stesse disponibili per la famiglia 6805.
Realizzato in tecnologia HMOS, il microcomputer è disponibile in package ceramico o DIL plastico di potenza.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano

EEPROM da 700 bit

Il Gruppo Microelettronica della General Instrument ha realizzato una nuova EEPROM, la ER 1451, che è una versione a 700 bit, economica in produzione, TTL compatibile, della ER 1400.

SERIE PRINCIPALI

SERIE «ALTA FREQUENZA»

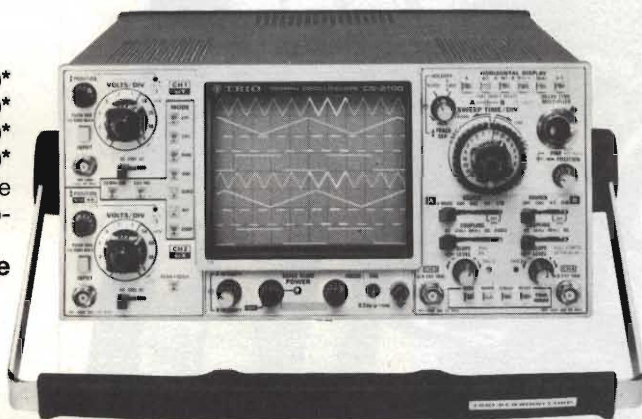
Oscilloscopi portatili a «tecnologia avanzata»
70MHz (Mod. 2070)
100MHz (Mod. 2100)
4 canali/8 tracce, 1mV/div, doppio sweep e molte caratteristiche esclusive

SERIE DI BASE

a prezzi «popolari»:

10MHz (Mod. 1562A) **L. 532.000***
15MHz (Mod. 1560AII) **L. 637.000***
20MHz (Mod. 1566A) **L. 701.000***
35MHz (Mod. 1577A) **L. 1.173.000***
doppia traccia, funzionamento anche XY, espansione asse X, trigger automatico.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

SERIE «DE LUXE»

doppia traccia, con trigger a ritardo variabile e doppia presentazione dello sweep (normale e ritardato-espanso)
20MHz (Mod. 1820) **L. 908.000***
30MHz (Mod. 1830) **L. 1.230.000***
convenienti nel prezzo nonostante le numerose caratteristiche di pregio.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

* Aprile 83. IVA esclusa. Pag. al ritiro (Milano)
Y = 5,8 ± 2%

i piccoli GIGANTI

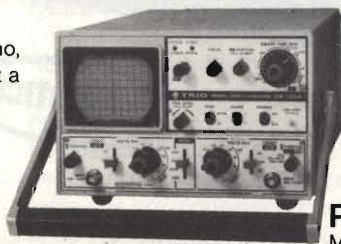
MEGACI-CLIMETRO

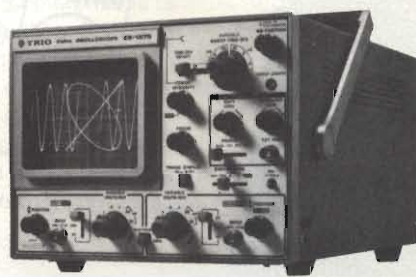
Mod. DM-801
(0,7-250MHz)

OSCILLATORE

Mod. AG-203, quadra-sino, bassa dist. (0,1%), da 10Hz a 1MHz. **L. 251.000***

PORTATILE

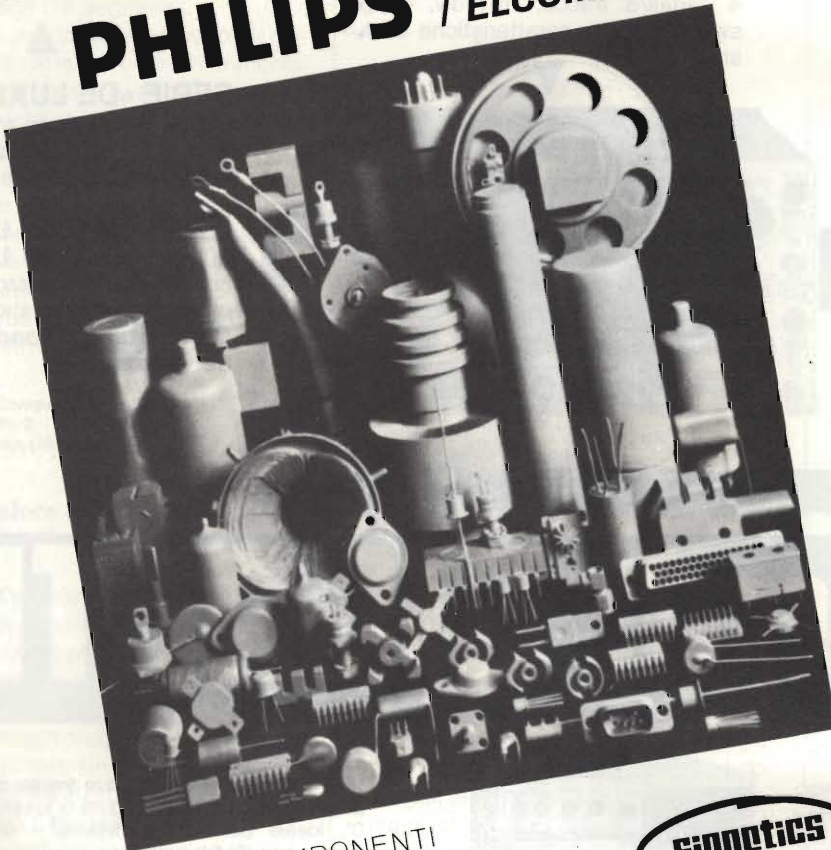
Mod. CS-1352 (rete-/batteria/c.c.), doppia traccia, 15MHz/2mV, 21x14x35 cm (6,5Kg).

CON FASE

Mod. CS-1575, oltre alle due tracce presenta contemporaneamente anche la figura di Lissajous ed il rif. fase 0°. Ideale per misure dinamiche di ampiezza-fase-distorsione (5MHz/1mV)

TRIO KENWOOD **ALTRI MODELLI**

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BERGAMO: C&D Electronica (249026); **BOLOGNA:** Radio Ricambi (307850); **CAGLIARI:** ECOS (373734); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **COSENZA:** Franco Angotti (34192); **FIRENZE:** Paoletti Ferrero (294974); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **CASTELLANZA:** Vematron (504064); **LIVORNO:** G.R. Electronics (806020); **MILANO:** Hi-Tec (3271914); I.C.C. (405197); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (223075); GISA Elettronica (610974); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **PALERMO:** Elettronica Agrò (250705); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** Importex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); GIUPAR (578734); IN.DI. (5407791); **ROVERETO:** C.E.A. (35714); **TARANTO:** RATVEL ELETTRONICA (321551); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **VERONA:** RI.M.E.A./Radio Comunicazioni Civili (574104); **UDINE:** P.V.A. Elettronica (297827).

Sede: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.76.941/250-75.55.108

SR 6/83 T

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno
NOME ....
SOCIETÀ/ENTE ....
REPARTO ....
INDIRIZZO ....
CITTÀ .... TEL. ....

RICHIESTA DI ABBONAMENTO GRATUITO A ETN

Spedire il coupon in busta chiusa a:
ELEDRA 3S S.p.A. - Viale Elvezia, 18 - 20154 Milano

SE 6/83

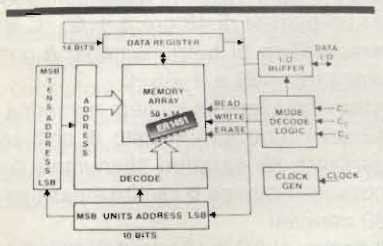
☐ Sono Vostro cliente
☐ Desiderio ricevere "Eledra Top News" ☐ Ricevo già ETN
☐ Desidero informazioni su ______

Cognome e Nome ______

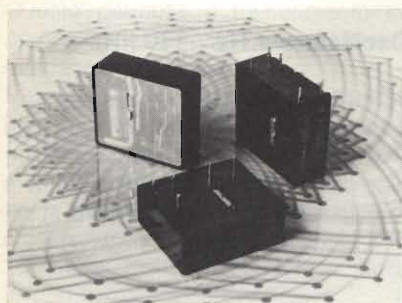
Tit. ______ Attività ______

Ditta ______

Indirizzo ______

CAP ______ Città ______ Tel. ___/___

EEPROM da 700 bit

Le caratteristiche includono una organizzazione di 50 parole x 14 bit, una capacità di 10 anni di memoria, modificabilità della parola, e un tempo di scrittura e di cancellazione di 10 ms.
La ER 1451 è completamente compatibile con la boccola della ER 1400 con un minimo di riconfigurazione.
Le applicazioni previste sono nel comando di dispositivi, temporizzatori di cicli preprogrammati e sincronizzatori TV a radio.

ADREP
Via J. Palma, 1
Milano

Nuovo relè a cartolina.

Relè a cartolina E, con doppi contatti

Per la separazione elettrica tra circuiti di comando a corrente debole e circuiti di manovra a corrente forte, la Siemens ha realizzato un particolare relè a cartolina E con doppi contatti. Ciò permette la commutazione di basse potenze con maggiore sicurezza ed affidabilità, questo nuovo modello, che amplia ulteriormente la già vasta gamma di relè a cartolina, è particolarmente adatto per il comando di piccoli motori, come componente di uscita di moduli elettronici ed anche come interruttore di rete negli apparecchi televisivi.
Il nuovo relè è disponibile nelle versioni: neutrale, monostabile con un contatto di scambio e con un contatto di lavoro, per tensione continua e nel tipo con contatti semplici a tenuta stagna contro la polvere ad acqua. Il montaggio su circuiti stampati può essere eseguito in senso verticale od orizzontale (passo 2,5 mm e 2,54 mm).
Nella terminologia Siemens "Stagno all'acqua" significa che il componente è protetto sia contro l'infiltrazione di liquidi sia contro nocivi influssi ambientali presenti nel posto d'impiego, come, per esempio, gas aggressivi o vapori chimici. A richiesta può essere fornito il tipo a tenuta stagna contro la polvere, realizzato con foglio di inducon (evita infiltrazioni di materiale saldante) prevista per condizioni di saldatura particolarmente impegnative.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A (MI)

Connettori subminiatura con contatti crimp

La Siemens ha ampliato la sua gamma di componenti BF con i connettori subminiatura con contatti a crimpare SBM 383.
I corpi in custodia di acciaio, zincata e cromata color oro per contatti a spina ed a boccola, sono disponibili a 9, 15, 25, 37 e 50 poli.
I contatti a spina ed a boccola (stampati/arrotolati), ricavati da un nastro per diverse sezioni dei conduttori, vengono applicati ai conduttori stessi con la tenaglia e mano o con la crimpatrice.
I contatti dei cavi a pettine così preconfezionati si incastrano automaticamente nei rispettivi fori di contatto del connettore femmina.
La possibilità di ottenere soltanto i connettori necessari rappresenta per l'utente una soluzione economica rispetto ai connettori subminiatura equipaggiati con contatti fissi. È anche possibile staccare poi i contatti dai connettori con l'ausilio dell'apposito utensile.
Le dimensioni e la possibilità di innesto dei connettori subminiatura SBM 383 con contatti a crimpare corrispondono al progetto IEC 48 B del 16.6.1981.

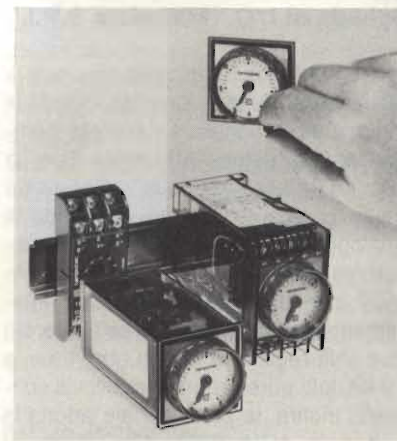
SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Amplificatori operazionali LIN CMOS

La Texas Instruments ha annunciato il primo di una famiglia di amplificatori operazionali per usi generali a basso costo, che riuniscono i vantaggi della tecnologia C-MOS con prestazioni dinamiche migliori di quelle di molti amplificatori operazionali bipolari.
Gli amplificatori TLC 251/271 sono fabbricati usando la tecnologia TI silicongate LIN CMOS, un approccio innovativo al design dei CMOS che garantisce tensioni di offset in ingresso stabili nel tempo e con la temperatura senza sacrificare parametri quali il basso consumo, l'alta impedenza di ingresso e le basse correnti di polarizzazione e di offset tipiche degli amplificatori tradizionali nella tecnologia metal-gate CMOS.
Infatti la tensione di offset in ingresso garantita è di 10 mV e resta stabile nel tempo e con la temperatura, ed è insensibile alle sovratensioni in ingresso.
I coefficienti tipici della deriva dei TLC 251 e TLC 271 sono 0,1 μV per mese e 0,7 μV per °C nel livello di polarizzazione basso. Sono disponibili anche delle selezioni a minor tensione di offset in ingresso: una versione "A" per 5 mV ed una versione "B" per 2 mV.
Inoltre le tensioni di modo comune in ingresso includono la tensione negativa, consentendo così l'uso del dispositivo con una o due alimentazioni.
Il TLC 251 può funzionare con tensioni di alimentazione tra 1 e 16 V, mentre il TLC 271 può funzionare tra 4 e 16 V.
Tra l'altro, entrambi gli amplificatori sono programmabili per operazioni a bassa/media/alta polarizzazione.

TEXAS INSTRUMENTS
Cittaducale (RI)

Temporizzatori elettromeccanici di precisione

Il controllo integrale della produzione, che comprende la taratura dei contatti, la verifica dei parametri caratteristici (tempi di riarmo, precisione di ripetizione con apparecchi sovra e sottotensione, prove di isolamento) ed il controllo delle funzioni, garantisce un'elevata affidabilità dei temporizzatori SAIA, serie KOF, della Sodeco-Saia.

Temporizzatori elettromeccanici di precisione

Le diverse custodie disponibili permettono differenti possibilità di montaggio: sporgente (fissaggio con viti o su barra DIN), ad incasso sul pannello frontale del quadro, ad innesto su zoccolo (precablaggio).
Altre caratteristiche: manopola di regolazione sufficientemente grande per una facile manipolazione, commutazione 50/60 Hz incorporata negli apparecchi di serie, alta precisione di ripetizione della temporizzazione (0,5% del valore di fondo scala), vita meccanica di 10 milioni di manovre, 6 gamme di temporizzazione selezionabili sul frontale.

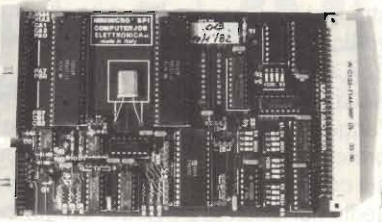
LANDIS & GYR
Via P. Rondoni, 1
Milano

Amplificatore operazionale di precisione

L'amplificatore operazionale a corrente continua calibrata LM 11 prodotto dalla Motorola riunisce le migliori caratteristiche degli amplificatori operazionali FET bipolari esistenti ed è simile al tipo standard LM 108A, eccetto che per le correnti di ingresso che sono state ridotte di un fattore maggiore di 10, con tensione di offset e rapporto drift incrementati sull'intero campo operativo.
Le sue caratteristiche sono: V_{10} max di 0,3 mV, I_{10} max di 10 pA, I_{IB} max di 50 pA, $\Delta V_{10}/\Delta T$ max di 3 μV/°C, $\Delta V_{10}/\Delta T$ tipico di 20 fA/°C e $\Delta I_{10}/\Delta T$ tipico di 0,5 pA/°C.
L'amplificatore è assemblato in 5 tipi di contenitori: plastico e ceramico a 8 pin e a 14 pin e metallico a 8 pin.
I dispositivi sono anche disponibili in due campi di temperature, da —55 a +125 °C e da 0 a +70 °C.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, A1C
Assago (MI)

Scheda di I/O "Minimicro S.P.I."

La Computerjob Elettronica annuncia la disponibilità della sua nuova scheda di Input/Output Seriale e Parallelo, compatibile col diffuso Minimicro Bus, la "Serial Parallel Interface". Dal costo molto contenuto rispetto a schede di analoghe prestazioni, la SPI fornisce all'utente la possibilità di usare 2 chip VIA-6522, con 40 linee di I/O parallelo interamente programmabili da software, più due shift register e ben quattro timer a 16 bit, tutti pure programmabili via software. Inoltre, la parte seriale adotta la ben nota ACIA 6551, che, grazie al quarzo montato sulla SPI, genera autonomamente tutte le velocità di trasmissione standard (BAUD RATES), da 50 a 19.200 Baud. Si ha inoltre la possibilità di gestire in modo completo l'interfacciamento con un Modem.

Scheda di I/O "Minimicro S.P.I."

La circuiteria di supporto, che rende disponibili, sempre sulla scheda stessa, una interfaccia a Current Loop - 20 mA, ed una interfaccia RS232-C, selezionabili grazie a semplici ponticelli. La SPI è disponibile nelle due versioni: solo seriale RS232-C oppure completa nella sua parte parallela e seriale.

COMPUTERJOB ELETTRONICA
Via a. Molinari, 20
Brescia

STRUMENTAZIONE

Microterminale a specifiche MIL

La Burr-Brown rende disponibile una versione a specifiche militari del suo microterminale TM71, progettato per applicazioni di controllo industriale, raccolta dati o ogni qualvolta si richieda un'interfaccia uomo-macchina. Il nuovo TM71M offre un'alternativa conveniente a progetti onerosi sia come costi che come tempi di sviluppo e costruzione. Si può effettuare un ulteriore risparmio utilizzando per i prototipi il modello TL71, completamente compatibile con il tipo militare da un punto di vista elettrico e meccanico.

Microterminale a specifiche MIL.

Realizzato completamente a specifiche militari, ogni TM71M viene sottoposto ad un burn-in di 48 ore a + 65 °C e la temperatura di funzionamento è compresa tra —55 e + 65 °C.
Il terminale ha una tastiera numerica di 42 tasti (che con il tasto di shift può generare 80 caratteri alfanumerici); si possono ricevere o inviare messaggi di 80 caratteri.
Il display a LED di 16 caratteri dispone di controllo di scroll, flashing, blanking (comandabile anche da CPU); è possibile inoltre bloccare la tastiera con un comando della CPU. 14 tasti di funzione, programmabili anche tramite EPROM interna, possono fornire ogni sequenza di caratteri ASCII. La EPROM permette anche di controllare il baud rate tra 110 e 9600 baud, l'indirizzamento e la parità. Il collegamento ASCII seriale è tramite RS232/V24 e 20 mA current loop. Si possono collegare fino a 15 terminali alla stessa interfaccia seriale; l'alimentazione è a + 5 Vcc.

BURR-BROWN
Via Zante, 14
Milano

Oscillatore 1 Hz - 110 kHz

Si tratta dell'oscillatore a bassa distorsione della Krohn-Hite mod. 4400A, che è da considerare un oscillatore sinusoidale campione tale da soddisfare tutte le esigenze dei suoi campi tipici di applicazione e in particolare nei test in audiofrequenza dove la purezza e la stabilità della forma d'onda sono indispensabili.

Oscillatore 1 Hz - 110 kHz.

Lo strumento genera una sinusoide da 1 Hz a 110 kHz con una distorsione sempre inferiore allo 0,01% (0,001% da 1 Hz a circa 20 kHz) e con una stabilità in ampiezza di ± 0,05 dB.
L'utilizzatore ha a disposizione 4 uscite simultanee: sinusoidale a 50 Ω, sinusoidale a 600 Ω, quadra e inversa ad ampiezza fissa entrambe a 600 Ω.
L'ampiezza massima di uscita è 7 V

RMS a circuito aperto con una regolazione calibrata in passi da 1 V e un attenuatore a pulsanti da 0 a 60 dB porta il campo dinamico totale a 90 dB.
L'oscillatore 4400A, quando combinato con un analizzatore automatico digitale di distorsione Krohn-Hite 6800 o 6900, costituisce un sistema di misura di distorsione completo e dal costo contenuto.

VIANELLO
Via T. Da Cazzaniga, 9/6
Milano

Oscilloscopio a memoria da 100 MHz

L'esigenza di visualizzare fenomeni ad alta velocità è stata soddisfatta dalla Iwatsu con la realizzazione di un oscilloscopio a memoria con velocità di scrittura di 2500 divisioni/ μs (1 divisione = 12 mm).
Si tratta del modello TS-8123, di configurazione modulare (mainframe più moduli plug-in), capace di digitalizzare, ad una velocità di 1000 div/μs (40 ps o 25 GHz), le forme d'onda memorizzate.
Questo permette il trasferimento su computer dei dati memorizzati tramite interfaccia GP-IB standard.
Il TS-8123 è costituito da due tubi catodici. Uno per la visualizzazione delle forme d'onda sia in tempo reale che memorizzate, l'altro per la sola memorizzazione analogica.
Quest'ultimo è lo "scan converter" ST-100 appositamente realizzato dalla Iwatsu per questa applicazione.

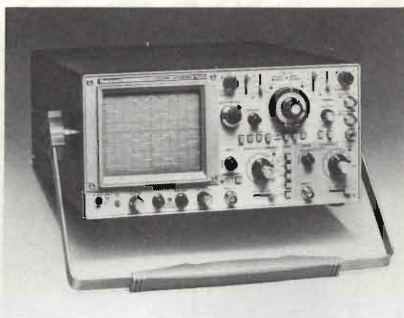
RADIEL
Residenza degli Archi, 22
Milano Due - Segrate (MI)

Nuovo analizzatore digitale

Il mod. 6900 della Krohn-Hite è allo stato attuale il solo ed unico analizzatore di distorsione digitale in un campo di frequenze da 5 Hz a 1 MHz completamente automatico.

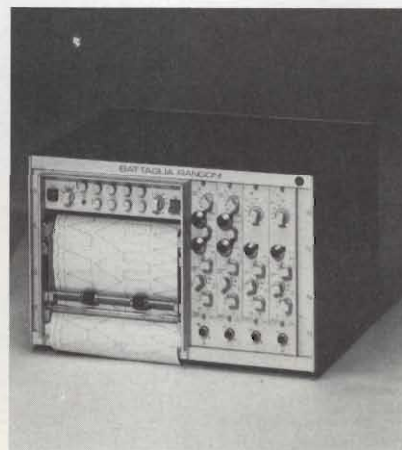
Nuovo analizzatore digitale mod. 6900.

Il 6900 ha due modalità di funzionamento: misurazione della percentuale di distorsione armonica totale (THD) oppure voltmetro C.A. RMS. Nel primo modo esegue automaticamente l'azzeramento delle frequenze e la selezione del livello d'ingresso visualizzando poi su un display a 3 cifre LED con portata automatica la percentuale di THD da 0.005% a 19.9% con una risoluzione dello 0.001%.
Usato come voltmetro C.A. misura da 5 Hz a 1 MHz livelli di tensione da 100 mV a 130 V (gli stessi livelli del primo modo), con una precisione del 2%.
Tre filtri commutabili a pulsante sono disponibili per un incremento delle prestazioni: passa-alto con taglio a 400 Hz, passa-basso con taglio a 30 kHz e passa-basso con taglio a 80 kHz.
Il Krohn-Hite 6900 è completato da una uscita analogica (VC.C. proporzionale alla distorsione misurata) sul retro, una uscita sul frontale, per la distorsione del segnale d'ingresso derivata direttamente dopo il filtro che elimina la frequenza fondamentale e una uscita campione, a bassissima distorsione (0.003%) di 1 kHz da usare come sorgente standard per prove su circuiti o sistemi.

VIANELLO S.p.A.
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano

Nuovo oscilloscopio National.

Oscilloscopio da 100 MHz

L'oscilloscopio mod. VP-5512 A della National, a 100 MHz, 2 mV, doppia base dei tempi, permette la visualizzazione dei 2 canali principali più 2 canali di trigger per un totale di 4 canali di ingresso.
Tra le caratteristiche offerte da questo oscilloscopio si hanno un MTBF di 15.000 ore, la precisione della base dei tempi del 2% fino a 2 ns, la completezza degli accoppiamenti di trigger, il separtore di sincronismo TV incluso ed infine la possibilità di visualizzare in ALTERNATE SWEEP sia la base dei tempi principale intensificata da quella ritardata, che quella ritardata espansa: questo, qualora l'oscilloscopio funzioni con i 4 input di ingresso, produce sul CRT la riproduzione di 8 tracce.
Il VP-5512 A è di dimensioni compatte (149 x 311 x 400 mm) e di peso contenuto (10 kg).

BARLETTA APPARECCHI SCIENTIFICI
Via Fiori Oscuri, 11
Milano

Registratori scriventi della Battaglia-Rangoni.

Registratori scriventi

La serie KV della Battaglia-Rangoni comprende 5 registratori a scrittura termosensibile, aventi le medesime caratteristiche tecniche e funzionali, che differiscono unicamente per la larghezza della zona di registrazione (da 135 a 380 mm).
Caratteristica di questi registratori è la possibilità di inserimento, in qualsiasi ordine e combinazione, dei seguenti tipi di unità di scrittura: galvanometri per registrazioni analogiche, con diversi modelli che differiscono per l'ampiezza di registrazione e la risposta in frequenza, tutti completi di circuito di asservimento con linearità migliore del 99%, e testine di scrittura per registrazioni alfanumeriche e/o di eventi ad interruzione di traccia.
Questa caratteristica, assieme alle numerose velocità di registrazione disponibili (da 1 mm/h a 200 mm/s), consente di ottenere sempre dei piccoli poligrafi adatti ad ogni specifica esigenza.
I registratori KV sono disponibili in contenitori portatili, in rack da 19" o in versione OEM.

BATTAGLIA-RANGONI
Via Del Lavoro, 93
Casalecchio di Reno (BO)

SE 6/83

Tagliando ordine **libri JCE** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

□ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

□ Allego assegno n° .... di L. ....
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

□ Non abbonato □ Abbonato

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

SE 6/83

Tagliando ordine **abbonamenti riviste** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

□ Desidero sottoscrivere un abbonamento alla proposta n° ....

□ L'abbonamento dovrà decorrere dal mese di ....

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

□ Pagherò al postino il prezzo indicato al ricevimento del 1° fascicolo

□ Allego assegno n° .... di L. ....

□ Pagherò al ricevimento della vostra fattura (formula riservata alle sole aziende)

Data __________ Firma __________

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

ITALSTRUMENTI s.r.l.

COMPONENTI ELETTRONICI PER LA SICUREZZA
V.le del Caravaggio, 113 - 00147 ROMA
Tel. 06/51.10.262 centralino

SUPERFONE CT505
Portata km 7
Interfono

CENTRALE COMANDO ITS204k
— 4 linee bilanciate
— Linee istantanee
— Linea ritardata
— Regolazione tempi
— Entrata "uscita" "allarme"
— Alimentazione 2,2 Ah

* ITS204 con chiave meccanica

MW20-MW30
Microonda
in due versioni
antiaccecamento
garanzia 3 anni

SIRENA HS120
— Autoprotetta
— Autoalimentata
12 V - 1,8/6 Ah
— Temporizzata
— Con lampeggiatore
— 10 dB.

RADIOCOMANDI
Da 1 a 4 canali
codificabili
portata 20÷700 mt.

MONITOR
Disponibili modelli
da 6", 9", 12", 20" e 24"

TELECAMERA A CIRCUITO CHIUSO
Vidicon 2/3"

MODEL 77-810
MIDLAND INTERNATIONAL CORPORATION
MIDLAND
Ready Rescue™
2-Way Full Power
40-Channel CB Radio
READY RESCUE™ IS READY IN 3 EASY STEPS
MICROPHONE
CHANNEL
EMERGENCY
VOLUME
MIDLAND
120ch precision series
MIDLAND | 4001
-40CH
precision series
MIDLAND | 3001
MIDLAND
MODEL 988
CHECK LITE
CH
+40
-40
VOLUME
SQUELCH
MIDLAND 77/810
Caratteristiche tecniche
Frequenza di funzionam.:
26.965 ÷ 27.405 MHz
N. canali: 40
Potenza d'uscita: 5 Watt
Modo di trasmissione: AM
Tensione d'alimentazione:
11 ÷ 15 Vcc
Sorgente d'alimentazione: Batteria auto, oppure alimentatore da rete.
Questo ricetrasmettitore è stato studiato per un utilizzo immediato in caso di emergenza.
Infatti permette l'istallazione immediata della vostra stazione per chiedere aiuto via radio.
MIDLAND 4001
Caratteristiche tecniche
Frequenza di funzionamento: 26.515 ÷ 27.855 MHz
N. canali: 120
Potenza d'uscita: 5 Watt
Modo di trasmissione: AM/FM
Tensione d'alimentazione: 11 ÷ 15 Vcc
MIDLAND 3001
Caratteristiche Tecniche
Gamma di frequenza: 26.965 ÷ 27.405 MHz
N. canali: 40
Potenza in AM: 4 W
Modulazione: AM
Tensione d'alimentazione: 12,6 Vcc
(11,3 ÷ 13,8 Vcc)
MIDLAND 988
Caratteristiche tecniche
N. canali: 80 (− 40 + 40)
Frequenza di funzionamento: 26,515 ÷ 27,405 MHz
Potenza d'uscita: 5 Watt
Modo di trasmissione: AM
Tensione d'alimentazione: 11 ÷ 15 Vcc
Sorgente d'alimentazione: Batteria auto, pile, batterie ricaricabili
Antenna: Telescopica a stilo incorporata.
È possibile utilizzarlo come portatile, grazie alle batterie e all'antenna telescopica incorporata.
Potrete utilizzarlo anche come apparato da mezzo mobile grazie alla presa per antenna esterna ed alla presa d'alimentazione tramite la batteria dell'auto.
....ed é giá futuro
CTE INTERNATIONAL® 42100 REGGIO EMILIA - ITALY - Via R. Sevardi, 7 (Zona Ind. Mancasale) - Tel. (0522) 47441 (ric. aut.) - Telex 530156 CTE